

# 修 士 学 位 論 文

## 半 導 体 電 力 変 換 回 路 に 使 用 す る 電 力 用 コ ン デ ン サ の 損 失 評 価

指 導 教 員      清 水   敏 久   教 授

平 成 31 年 1 月 10 日      提 出

首 都 大 学 東 京 大 学 院

理 工 学 研 究 科    電 気 電 子 工 学 専 攻

学 修 番 号   17882305

氏   名      浦 田   一 輝



## 学位論文要旨（修士（工学））

論文著者名 浦田 一輝

論文題名：半導体電力変換回路に使用する電力用コンデンサの損失評価

### 本文

近年、再生可能エネルギーの普及や電力の高効率利用、移動体の電化といった社会的背景に基づいて、半導体電力変換装置の用途が拡大すると共に、更なる小型化・高電力密度化が求められている。電力変換回路において、コンデンサは損失特性の正確な見積もりが困難であることから体積や容量に過剰なマージンを設けて設計される傾向にあり、小型化・高電力密度化の妨げになっているケースが多い。また、高周波スイッチングにより小型化が進むと放熱面積が減少ことでコンデンサ自体の損失による温度上昇が無視できなくなる。それに対して、コンデンサはアレニウスの法則に従い  $10^{\circ}\text{C}$  上昇すると寿命が半減することが知られており、熱の影響を顕著に受ける。よって、電力変換回路の設計においてコンデンサの損失を正確に把握することは回路の更なる小型化、高電力密度化や信頼性を高める上で重要となる。しかしながら、電力用コンデンサの損失に焦点を当てた研究は比較的少ないのが現状である。

コンデンサの損失を表す指標の一つとして、等価直列抵抗（ESR）が用いられるが、その評価にはインピーダンスアナライザを用いて正弦波かつ数十 mA から数百 mA オーダーの微小な電流下での測定が一般的に行われている。しかし、半導体電力変換装置に使用されている電力用コンデンサには非正弦波かつ数 A 以上の電流リップルが通流するケースが多く、インピーダンスアナライザでの測定条件における評価のみでは不十分であると考えられる。筆者らは既に、B-H アナライザ SY-8218（IWATSU）を用いて大電流・高電圧条件での新しい ESR 測定法を提案している。この測定法では、5MHz までの広い周波数帯域、6A までの大電流振幅条件、高い DC バイアス条件でも正確な ESR を測定することが可能である。

本論では、電力用コンデンサの種類ごとの総合比較をすることでそれぞれの特性を明確にし、さらにアルミ電解コンデンサに焦点を絞り損失及び発熱の正確な計算方法を提案する。

まず、電力用途で使用されるアルミ電解コンデンサ、フィルムコンデンサ、積層セラミックコンデンサについて B-H アナライザを用いて半導体電力変換装置の動作条件における正確な ESR 及び静電容量の測定を行う。この測定では、電流周波数、素子温度、電流振幅、印加バイアス電圧のパラメータをそれぞれ変化させて、特性を評価する。また、複数メーカーのコンデンサの特性比較を行うことで、素子特有の特性であるのか、誘電体の特性であるのかを明らかにする。

この実験結果から種類ごとの特性の差異が大きく、同じ誘電体であれば同様の傾向を示すことを確認した。中でも、アルミ電解コンデンサと積層セラミックコンデンサは条件によって特性の変化が大きいため、原因追及を含むより詳細な評価が必要となる。

そこで次に、安価で耐電圧及び容量密度が高いために半導体電力変換装置に広く使用されるアルミ電解コンデンサに焦点を絞り、損失の詳細な解析と損失計算手法の提案を行う。**ESR** が通流電流に依存して変化する点に着目し、実験により変化の原因が自己発熱による温度上昇であり電流振幅の依存性は極めて少ないことを明らかにした。また、**ESR** が素子温度に依存することから、発熱時の詳細な温度分布を測定して簡易的な熱抵抗モデルを構築した。半導体電力変換装置においてコンデンサの電流リップルは他の回路パラメータによって決定される場合が多い。電流波形が既知であると仮定すると、コンデンサの損失の正確な計算には、**ESR** と温度上昇の相互変化を考慮した計算と複数の周波数成分が含まれる非正弦波電流に対応した損失の計算が必要となる。これは **ESR** が素子温度と電流周波数に依存して変化するためである。そこで、素子温度と電流周波数に対してマップデータを測定して曲面近似による **ESR** の関数化を行った。その関数化した **ESR** と熱抵抗と用いることで、任意の正弦波電流に対する損失と温度上昇の計算手法を考案した。また、関数化した **ESR** を用いて周波数成分ごとに計算を行うことで、提案計算手法を任意の非正弦波電流に対して計算できるように拡張した。検証実験として、降圧チョッパ回路において入力側コンデンサと出力側コンデンサについて素子温度の計算値と実測値を比較することで提案計算手法の妥当性を確認した。さらに、電流波形ごとの等価的な **ESR** を計算で求めることで同一電流実効値における電流波形による損失の差異について考察を行った。

また次に、最も容量密度が高く、電力変換回路の高電力密度化への貢献が期待される積層セラミックコンデンサについて詳細な特性評価を行う。通流電流の波形歪みに着目して、従来の **ESR** を用いた評価が適切でないことを実験結果から指摘した。そこで、蓄積電荷と印加電圧の関係である **Q-V** カーブを用いることで損失と静電容量がより正確に表現可能であることを見いだした。交流電圧と直流電圧の変化に応じて特性がどのように変化していくのかを **Q-V** カーブを用いることで明らかにし、これらの考察から印加電圧に対する容量の変化を測定データから計算できる可能性を見いだした。

本研究により、電力用コンデンサの種類ごとの特性を実験的に明らかにした。さらに、アルミ電解コンデンサの回路動作時の正確な損失・発熱を電流波形から計算する方法を提案し、実験検証により有用性を示した。また、積層セラミックコンデンサについて新しい特性評価方法を示した。



## 目次

第 1 章 序論.....	1
1.1 研究背景 .....	1
1.2 研究目的と内容 .....	3
1.3 論文構成 .....	4
第 2 章 電力変換装置におけるコンデンサ.....	5
2.1 コンデンサの特性 .....	5
2.1.1 静電容量 .....	5
2.1.2 コンデンサの損失と等価回路 .....	6
2.2 電力用コンデンサの種類と特徴 .....	8
2.2.1 各種コンデンサの構造 .....	8
2.2.2 各種コンデンサの特徴 .....	11
2.3 電力変換器におけるコンデンサの役割 .....	12
2.4 関連研究 .....	13
2.5 まとめ .....	15
第 3 章 コンデンサの測定手法.....	16
3.1 コンデンサの従来の測定手法 .....	16
3.2 B-H アナライザを用いた測定手法 .....	17
3.3 温度測定 .....	20
3.3.1 種類ごとの特徴 .....	20
3.3.2 測定精度の検証 .....	20
3.3.3 測定の際の留意点 .....	22
3.3.4 コンデンサ内部測定時の電界の影響 .....	22
3.4 まとめ .....	23
第 4 章 各種コンデンサの総合評価測定.....	24
4.1 アルミ電解コンデンサ .....	24
4.1.1 測定対象 .....	24
4.1.2 周波数特性 .....	25

4.1.3	温度特性 .....	27
4.1.4	DC バイアス電圧特性.....	28
4.1.5	電流特性 .....	29
4.2	フィルムコンデンサ .....	30
4.2.1	測定対象 .....	30
4.2.1	周波数特性 .....	31
4.2.2	温度特性 .....	32
4.2.3	DC バイアス電圧特性.....	33
4.2.4	電流特性 .....	34
4.3	セラミックコンデンサ .....	36
4.3.1	測定対象 .....	36
4.3.2	周波数特性 .....	37
4.3.3	温度特性 .....	38
4.3.4	DC バイアス電圧特性.....	39
4.3.5	電流特性 .....	40
4.4	まとめ .....	41
第 5 章	アルミ電解コンデンサの損失評価.....	42
5.1	温度特性を考慮した電流依存性の評価 .....	42
5.1.1	測定対象の諸特性 .....	42
5.1.2	短時間通流による評価 .....	43
5.1.3	自己発熱時の温度と ESR の関係.....	44
5.2	自己発熱時の熱解析 .....	45
5.2.1	内部温度分布の測定 .....	45
5.2.2	熱抵抗モデル .....	48
5.2.3	熱抵抗の素子非破壊での測定方法 .....	49
5.3	損失計算手法 .....	50
5.3.1	損失計算に使用するパラメータの検討 .....	50
5.3.2	正弦波電流に対する損失計算 .....	52
5.3.3	非正弦波電流に対する損失計算 .....	53
5.3.4	フーリエ級数の計算範囲 .....	56

5.4	実機検証 .....	58
5.4.1	簡易測定回路を用いた検証実験 .....	58
5.4.2	降圧チョッパ回路を用いた実機検証 .....	61
5.5	波形依存性の考察 .....	65
5.6	素子寿命を考慮した選定指針の検討 .....	69
5.6.1	温度上昇に対する許容電流計算 .....	70
5.6.2	素子寿命に対する許容温度 .....	71
5.7	まとめ .....	73
第 6 章	セラミックコンデンサの特性解析 .....	74
6.1	電流依存性 .....	74
6.2	電流波形歪みと Q-V カーブ .....	77
6.3	Q-V カーブを用いた交流電圧依存性の評価 .....	79
6.4	直流バイアス電圧印加時の Q-V カーブ .....	84
6.5	まとめ .....	89
第 7 章	総論 .....	90
7.1	まとめ .....	90
7.2	今後の課題 .....	91
参考文献	.....	92
発表論文	.....	95
学術論文 .....	95	
国際会議 .....	95	
国内会議 .....	95	
謝辞	.....	96

## 図の目次

図 1-1 電力変換器 (10kW/LITER) [9] .....	1
図 2-1 並行平板コンデンサの模式図.....	6
図 2-2 寄生成分を考慮したコンデンサの等価回路モデル .....	6
図 2-3 本研究で使用する等価回路モデル .....	7
図 2-4 測定位相誤差による損失の誤差.....	8
図 2-5 アルミ電解コンデンサの素子構造 [19] .....	9
図 2-6 蒸着電極型フィルムコンデンサの素子構造 [20] .....	10
図 2-7 セラミックコンデンサの素子構造.....	10
図 2-8 DC リンクコンデンサの性能比較 [12].....	11
図 2-9 降圧チョッパ回路.....	12
図 2-10 降圧チョッパ回路におけるコンデンサ電流.....	12
図 2-11 電流と電圧とケース温度の検出によるコンデンサの状態監視 [23].....	13
図 2-12 キャパシタバンクの熱解析 [24] .....	14
図 3-1 インピーダンスアナライザ 外観 [25].....	16
図 3-2 B-H アナライザ 外観 [26].....	18
図 3-3 B-H アナライザを用いた基本測定回路.....	18
図 3-4 B-H アナライザを用いた測定回路.....	18
図 3-5 熱電対による温度測定結果.....	21
図 3-6 コンデンサ内部温度測定 .....	22
図 3-7 印加電圧に対する温度測定結果.....	23
図 4-1 アルミ電解コンデンサ (63V 品) .....	24
図 4-2 電流周波数－静電容量 (アルミ電解コンデンサ) .....	26
図 4-3 電流周波数－ESR (アルミ電解コンデンサ) .....	26
図 4-4 アルミ電解コンデンサの極板付近の断面模式図.....	26
図 4-5 素子温度－静電容量 (アルミ電解コンデンサ) .....	27
図 4-6 素子温度－ESR (アルミ電解コンデンサ) .....	27
図 4-7 直流バイアス電圧－静電容量 (アルミ電解コンデンサ) .....	28
図 4-8 直流バイアス電圧－ESR (アルミ電解コンデンサ) .....	28
図 4-9 電流振幅－静電容量 (アルミ電解コンデンサ) .....	29
図 4-10 電流振幅－ESR (アルミ電解コンデンサ) .....	29
図 4-11 測定時の素子表面温度.....	30

図 4-12 PET フィルムコンデンサ (250V 品) .....	31
図 4-13 PP フィルムコンデンサ (630V 品) .....	31
図 4-14 周波数－静電容量 (フィルムコンデンサ) .....	32
図 4-15 周波数－ESR (フィルムコンデンサ) .....	32
図 4-16 温度－静電容量 (フィルムコンデンサ) .....	33
図 4-17 温度－ESR (フィルムコンデンサ) .....	33
図 4-18 直流バイアス電圧－静電容量 (フィルムコンデンサ) .....	34
図 4-19 直流バイアス電圧－ESR (フィルムコンデンサ) .....	34
図 4-20 電流－静電容量 (フィルムコンデンサ) .....	35
図 4-21 電流－ESR (フィルムコンデンサ) .....	35
図 4-22 積層セラミックコンデンサ (50V 品) .....	36
図 4-23 周波数－静電容量 (セラミックコンデンサ) .....	37
図 4-24 周波数－ESR (セラミックコンデンサ) .....	37
図 4-25 温度－静電容量 (セラミックコンデンサ) .....	38
図 4-26 温度－ESR (セラミックコンデンサ) .....	38
図 4-27 直流バイアス電圧－静電容量 (セラミックコンデンサ) .....	39
図 4-28 直流バイアス電圧－ESR (セラミックコンデンサ) .....	39
図 4-29 電流－静電容量 (セラミックコンデンサ) .....	40
図 4-30 電流－ESR (セラミックコンデンサ) .....	40
図 5-1 電流周波数－ESR.....	43
図 5-2 素子温度－ESR .....	43
図 5-3 DC バイアス電圧－ESR.....	43
図 5-4 電流振幅－ESR .....	43
図 5-5 短時間電流通流における ESR 測定 .....	44
図 5-6 短時間通流時と一定時間通流時の ESR－電流特性の比較 .....	44
図 5-7 自己発熱時の素子表面温度に対する ESR.....	45
図 5-8 内部温度予想 (左：恒温槽測定時, 右：電流通流時) .....	45
図 5-9 アルミ電解コンデンサの構造模式図.....	46
図 5-10 アルミ電解コンデンサの内部温度測定.....	47
図 5-11 アルミ電解コンデンサの温度分布測定結果 ( $\Phi=35$ MM) .....	47
図 5-12 素子中心温度に対する ESR.....	48
図 5-13 アルミ電解コンデンサにおける熱抵抗モデル.....	49

図 5-14 ESR 値からの素子温度推定 .....	49
図 5-15 ESR の周波数と温度に対するマップデータ .....	51
図 5-16 ESR の近似曲面 .....	51
図 5-17 近似曲面と元データの差異 .....	51
図 5-18 正弦波電流に対する損失の計算フローチャート .....	52
図 5-19 コンデンサ電流.....	53
図 5-20 図式的な解の取得過程.....	53
図 5-21 非正弦波電流に対する損失の計算フローチャート .....	54
図 5-22 コンデンサ電流.....	55
図 5-23 フーリエ級数展開結果.....	55
図 5-24 図式的な解の取得過程.....	55
図 5-25 計算の流れ.....	55
図 5-26 コンデンサ実測電流.....	56
図 5-27 コンデンサ電流波形.....	57
図 5-28 計算に考慮する次数と損失計算結果.....	57
図 5-29 簡易評価用測定回路.....	59
図 5-30 正弦波重畳電流通流時の温度上昇.....	59
図 5-31 正弦波重畳電流通流時の温度上昇 .....	59
図 5-32 検証実験の温度上昇に対する誤差率.....	59
図 5-33 測定回路.....	60
図 5-34 重畳電流成分の 2 乗割合に対する ESR の実測値 .....	60
図 5-35 降圧チョッパ回路.....	61
図 5-36 コンデンサ電流波形.....	62
図 5-37 降圧チョッパ回路 入力電圧変化条件での測定結果 (50V LIMIT TYPE)...	63
図 5-38 降圧チョッパ回路 入力電圧変化条件での測定結果 (400V LIMIT TYPE). 63	
図 5-39 回路負荷電流変化条件でのコンデンサ温度上昇(400V LIMIT TYPE).....	64
図 5-40 コンデンサ電流実効値に対する誤差.....	64
図 5-41 コンデンサ電流実効値に対する温度上昇.....	64
図 5-42 降圧チョッパ回路コンデンサ電流の各周波数成分の電流振幅と $N$ .....	66
図 5-43 実効等価直列抵抗 $ESR_{EFF}$ の計算例.....	66
図 5-44 コンデンサ電流波形ごとの $ESR_{EFF}$ の比較.....	67
図 5-45 PWM インバータの回路構成 .....	68

図 5-46 回路におけるシミュレーション波形.....	68
図 5-47 PWM インバータのコンデンサ電流の各周波数成分の電流振幅と $N$ ....	69
図 5-48 PWM インバータのコンデンサ電流波形と正弦波の $ESR_{EFF}$ の比較 .....	69
図 5-49 キャパシタバンクの必要数選定イメージ.....	69
図 5-50 温度上昇 5℃以内条件での周囲温度と周波数に対する許容電流値.....	71
図 5-51 許容電流値の計算フロー.....	72
図 5-52 使用年数 10 年, 環境温度 40℃条件での許容電流値 .....	72
図 6-1 測定対象の外観 (1 $\mu$ F/250V 品) .....	74
図 6-2 ①の電流特性.....	75
図 6-3 ①の周波数特性.....	76
図 6-4 微小電流値を基準とした静電容量の変化率 .....	76
図 6-5 微小電流値を基準とした ESR の変化率.....	76
図 6-6 コンデンサ②の電流及び電圧の実測波形 (500 Hz, 120V) .....	78
図 6-7 コンデンサ②の Q-V カーブ (500 Hz, 120V) .....	78
図 6-8 Q-V カーブにおけるエネルギー .....	79
図 6-9 誘電体の D-E 特性 [32].....	79
図 6-10 異なる周波数における Q-V カーブ.....	80
図 6-11 Q-V カーブの要素 .....	80
図 6-12 静電容量 $C_{PP}$ と実際の静電容量の違い.....	81
図 6-13 Q-V カーブの周波数ごとの要素比較 (交流電圧特性) .....	81
図 6-14 Q-V カーブの周波数ごとの要素比較 (直流電圧特性) .....	81
図 6-15 残留電荷量 $Q_R$ .....	82
図 6-16 交流電圧実効値に対する残留電荷量 $Q_R$ .....	82
図 6-17 1 $\mu$ F 当たりの残留電荷量 $Q_R$ .....	83
図 6-18 Q-V カーブの交流電圧特性 (対象: ①, 周波数: 5kHz) .....	83
図 6-19 直流電圧の変化に対する Q-V カーブ.....	84
図 6-20 $Q_{DC}$ の計算方法 .....	85
図 6-21 静電容量の直流電圧に対する近似式の取得.....	86
図 6-22 提案計算方法による Q-V カーブ.....	86
図 6-23 メジャーループに沿うと仮定した描画方法.....	87
図 6-24 メジャーループに沿うと仮定した Q-V カーブ.....	87
図 6-25 メジャーループに沿うと仮定した場合の直流電荷量.....	88

図 6-26 同一電圧軸に対する静電容量の比較.....	88
------------------------------	----

## 表の目次

表 2-1 各種コンデンサの誘電体と比誘電率.....	6
表 2-2 誘電体フィルムの物性 [20] .....	10
表 2-3 セラミックコンデンサの温度特性規格（EIA 参照） .....	11
表 3-1 インピーダンスアナライザの仕様.....	16
表 3-2 B-H アナライザの仕様.....	18
表 4-1 測定対象.....	24
表 4-2 測定対象.....	30
表 4-3 測定対象.....	36
表 5-1 物質ごとの熱伝導率（1ATM, 20℃） [28].....	47
表 5-2 降圧チョッパ回路の各パラメータ .....	61
表 6-1 測定対象の仕様.....	74



# 第 1 章 序論

## 1.1 研究背景

近年，地球環境問題への意識の高まりから低炭素社会の実現への取り組みが進んでいる [1] [2]。全世界における消費電力量は年々増加し続けており，電気エネルギーを各機器の利用形態（電圧，電流，周波数）に効率的に変換・制御を行う技術であるパワーエレクトロニクス技術が低炭素社会の実現におけるキーテクノロジーとして注目されている [3]。パワーエレクトロニクス技術は発電電，移動体，Information and Communication Technology (ICT)等，様々な分野を横断して普及が進んでおり，世界市場は 6 兆円から 3.3 倍の 30 兆円まで成長するとの予測もある [4]。こうしたパワーエレクトロニクス技術の用途拡大に伴い，更なる小型・軽量・高効率を実現する電力変換器の高電力密度化の要求が一層高まっている。

電力変換器の高電力密度化においては，次世代パワー半導体である SiC，GaN の適用により大きく進展している [5] [6]。これは，デバイス自体の高温動作と損失低減による「冷却システム」の小型化とデバイスの高性能化により可能となった高周波スイッチング動作による「受動部品」の小型化という 2 つの要因に依るところが大きい [7]。一般にスイッチングの高周波化により受動部品は小型化できるが，ただ高周波化するだけでは回路全体の電力密度の最大化が図れないことが近年報告されており，図 1-1 から分かるように依然として回路に占める体積割合が大きい [8] [9]。この原因として，小型化が進むと放熱面積が減少するため受動部品自体の発熱が無視できなくなることがあげられる。特に受動部品のコンデンサは，アレニウスの法則に従い温度が  $10^{\circ}\text{C}$  上昇するごとに

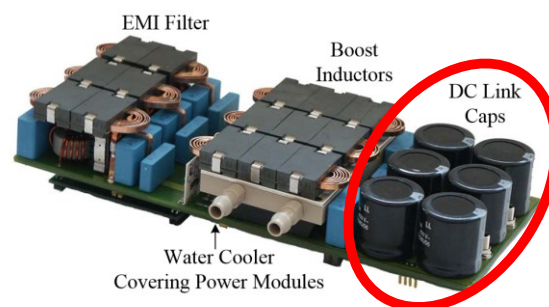


図 1-1 電力変換器 (10kW/liter) [9]

寿命が半減することが知られており、素子の発熱は回路の信頼性の低下に直結する [10][11][12]。したがって、電力変換器の更なる高電力密度化のためには信頼性を保ちつつ体積が最小になるようなスイッチング周波数を選定することが求められ、受動部品の発熱及び電力損失の正確な把握は欠かせない。

電力変換器における受動部品は、インダクタ、変圧器、コンデンサがあげられる。インダクタや変圧器は、コアにあたる磁性材料部分と巻線にあたる銅線部分の組み合わせを電力変換器の設計者が決める必要があり、古くから盛んに最適化の研究が行われており、実動作条件における高精度な測定装置も存在する [13][14]。一方で、コンデンサは耐電圧、静電容量、許容電流リップル、損失を表す指標の一つである等価直列抵抗 (ESR) 等を参照して選定が行われるが、これらはデータシートに記載されている単一周波数の正弦波電流における測定値、またはインピーダンスアナライザを用いて正弦波かつ数十 mA から数百 mA オーダーの微小な電流下での測定値が使用される。しかし、実際に使用されている電力用コンデンサには矩形波や三角波のような多数の周波数成分を持つ数 A 以上の電流リップルが通流するケースが多く、現在の測定では使用条件との乖離が大きく測定値が正確ではないことが考えられる。回路動作時の正確な発熱予測も困難であるために設計段階で過剰なマージンをとって設計して、実機を製作後に温度の評価をおこなっているのが現状であり、実際の動作条件におけるコンデンサの正確な測定評価が必要である。

筆者らは既に、インダクタの高精度鉄損測定装置である B-H アナライザ SY-8218 (IWATSU) を応用して大電流・高電圧条件でのコンデンサの ESR と静電容量の新しい測定法を提案している [15][16]。この測定法では、5MHz までの広い周波数帯域、6A までの高電流条件、高い DC バイアス電圧条件における正確な ESR を測定することが可能である。測定結果により種類ごとにそれぞれ特性も大きく異なり、アルミ電解コンデンサやセラミックコンデンサの ESR、静電容量が電流値、温度及び周波数等の条件によって変化することが明らかになっている [16]。しかしながら、得られた特性が誘電体としての傾向であるのかその製品特有のものであるのかは、電流特性を測定する装置がこれまで存在しなかったが故に不明である。したがって、より広く総合的に測定を行いそれぞれの特性を把握し、実回路における損失や蓄積エネルギーを正確に計算するために考慮すべき特性を明らかにする必要がある。また、明らかになった考慮すべき特性について原因の追究を行い、それぞれの種類のコンデンサについて実際の動作

条件に応じた損失と静電容量の選定段階での把握をできるようにすることが求められる。

## 1.2 研究目的と内容

本研究では、電力用コンデンサの種類ごとのそれぞれの特性の違いを明らかにし、さらに実回路動作時のコンデンサ損失及び発熱の正確な計算方法の提案を目的とする。

まず、電力用途で使用するアルミ電解コンデンサ、フィルムコンデンサ、セラミックコンデンサについて回路動作条件における正確な ESR 及び静電容量の測定を行う。また、複数メーカーのコンデンサの特性比較を行うことで、素子特有の特性であるのか、誘電体の特性であるのかを示すとともに、電力変換回路のコンデンサ選定するために詳細な解析が必要となる特性を明らかにする。

それらの結果を元に、アルミ電解コンデンサに焦点を絞り、損失の詳細な解析と損失計算手法の提案を行う。ESR が電流振幅の依存性は極めて少ないことを実験により明らかにし、熱抵抗モデルを構築する。素子温度と電流周波数への依存性を考慮した ESR と熱抵抗モデルを用いることで、任意の正弦波電流に対する損失と温度上昇の計算手法を考案し、さらに提案計算手法を任意の非正弦波電流に対して計算できるように拡張する。さらに、実効的な ESR 値を計算で求めることで電流の波形による損失の差異について考察を行う。

また次に、積層セラミックコンデンサについて詳細な特性評価を行う。通流電流の波形歪みに着目して、従来の ESR を用いた評価が適切でないことを実験結果から指摘し、蓄積電荷と印加電圧の関係である Q-V カーブを用いることで損失と静電容量がより正確に表現可能であることを述べる。交流電圧と直流電圧の変化に応じて特性がどのように変化していくのかを Q-V カーブを用いることで明らかにし、これらの考察から印加電圧に対する容量の変化を測定データから計算できる可能性を示す。

まとめると、内容は以下の3つである。

- 電力変換器で使用する各種コンデンサの総合評価
- アルミ電解コンデンサにおける詳細な損失解析及び損失計算手法の提案
- 積層セラミックコンデンサにおける詳細な特性解析

## 1.3 論文構成

本論文は、全 7 章で構成されている。

第 1 章では、研究背景と研究目的、及び論文構成について述べる。

第 2 章では、電力変換回路におけるコンデンサの役割や特性について説明し、種類ごとの特徴や構造について述べる。また、関連研究を示した上で本研究の位置づけについて述べる。

第 3 章では、本研究で用いる測定回路や計測機器を示し、コンデンサの特性測定手法及び温度計測方法について述べる。

第 4 章では、B-H アナライザを用いた新規測定手法によるコンデンサの総合的な特性評価を行う。種類ごとに耐電圧及び静電容量を統一して、複数社における静電容量と ESR の周波数特性、温度特性、直流バイアス電圧特性及び電流特性の測定結果を示す。また、それぞれの考察を述べ、電力変換回路におけるコンデンサ選定を行うために更なる検討が必要な特性を示す。

第 5 章では、アルミ電解コンデンサの損失が電流通流時の電流振幅、電流周波数、素子温度等に応じて変化する課題に対して、実験ベースで ESR の特性や電流通流時の熱の解析を行い、得られた知見を示す。また、その知見に基づいて回路動作時の温度上昇の計算方法を提案し、実機検証を行う。更に、損失の波形依存性や寿命を考慮したコンデンサ選定方法に関する考察を述べる。

第 6 章では、セラミックコンデンサの特性が電流振幅に応じて変化する課題に対して、評価を行い得た知見を示す。また、セラミックコンデンサの非線形的な特性に着目し、Q-V カーブを用いた様々な観点からの評価結果を示し、得られた知見を述べる。

第 7 章では、本論文を総括し、まとめと本研究における今後の課題を示す。

## 第 2 章 電力変換装置におけるコンデンサ

本章では、半導体電力変換回路におけるコンデンサの原理や役割、種類を示し、従来の測定手法の問題点について述べる。

### 2.1 コンデンサの特性

本研究において損失や静電容量の特性を評価するためには、実際のコンデンサに存在する寄生のパラメータや等価回路モデルについて把握する必要がある。ここでは、コンデンサの特性原理や本研究で使用する等価回路モデルについて説明をする。

#### 2.1.1 静電容量

コンデンサは、どの種類においても図 2-1 に示すように 2 枚の極板とその間を絶縁する誘電体で構成される。静電容量は、1 V あたりの電荷蓄積量として次式で表される。

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{S}{d} \quad (2-1)$$

ここで、 $\varepsilon_0$  は真空誘電率、 $\varepsilon_r$  は比誘電率、 $S$  は極板面積、 $d$  は極板間距離である。極板面積が大きければ大きいほど静電容量は増加するが、コンデンサ体積も増加してしまうため小型化とトレードオフの関係となる。極板間距離は小さければ小さいほど静電容量が増加するために小型化の観点においても有利であるが、誘電体の薄膜化そのものに限界があることと絶縁性能が極板間距離に依存するために高耐電圧化とトレードオフの関係となる。比誘電率は誘電体材料によって決定される。表 6-1 は種類ごとの比誘電率を示しているが、種類ごとに大きく異なることが分かる [17]。

電力変換回路において静電容量は、回路上の電力脈動に対して蓄積できるエネルギー量の計算や、インバータの出力フィルタのカットオフ周波数の計算等に用いられ、選定において重要なパラメータである。

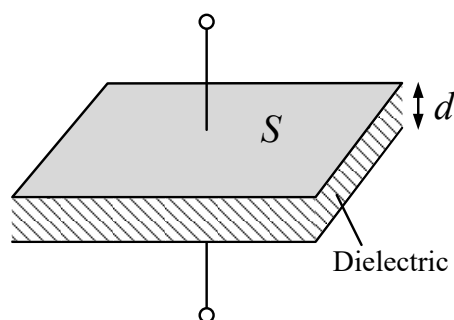


図 2-1 並行平板コンデンサの模式図

表 2-1 各種コンデンサの誘電体と比誘電率

種類	誘電体	比誘電率 $\epsilon_r$
アルミ電解コンデンサ	酸化アルミ	7~10
メタライズドフィルムコンデンサ	ポリエステルフィルム	3.2
セラミックコンデンサ（高誘電率）	チタン酸バリウム	500~20,000

### 2.1.2 コンデンサの損失と等価回路

コンデンサは理想素子としては容量成分のみであるが、実際には寄生成分や誘電体の特性によって図 2-2 の等価回路で表現される。

直列抵抗成分 $R_s$ は、リード線や電解液の寄生抵抗成分、極板と配線の接合部の抵抗等に起因しており、この抵抗で生じた損失は熱となる。発熱はコンデンサの寿命の悪化を招くため、電力用途で使用するコンデンサにおいては低い方が有利である。

直列インダクタンス $L_s$ は、リード線やバスバー等の配線の寄生インダクタンスを表している。この成分が大きくなるとパワー半導体のスイッチングのサージ電圧の増加や電磁ノイズの増加に繋がるといった影響が懸念される。

絶縁抵抗 $R_p$ は、誘電体が完全な絶縁体でないために生じる微小なリーク電流を表している。

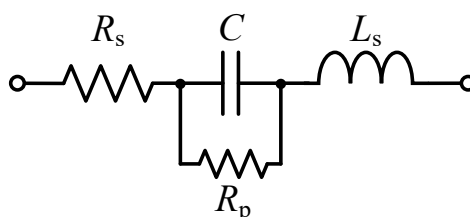


図 2-2 寄生成分を考慮したコンデンサの等価回路モデル

これらのパラメータは、それぞれが常に一定値であると仮定してインピーダンスと位相の周波数特性を等価回路パラメータにフィッティングすることで得られる。しかしながら、各パラメータが一定値でない場合には電流と電圧から各周波数のそれぞれの正確な値を計算することは不可能である。したがって、ノイズ評価などの広い周波数におけるインピーダンス解析においてはこのフィッティングは有効であるが、損失計算においては微小なインピーダンスの誤差であっても影響が顕著に出るため、この研究の主目的である正確な損失評価においては適さない。そこで、本研究では図 2-3 に示す等価回路モデルを用いて評価を行う。等価直列抵抗 ESR と等価的な静電容量 C が直列に接続された等価回路であり、電流と電圧からそれぞれの正確な値を計算することができる。ESR はコンデンサに生じる全ての損失を含んであり、コンデンサの損失指標の一つである。この値を正確に把握することで回路におけるコンデンサの損失を把握することが可能となる。

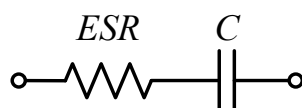


図 2-3 本研究で使用する等価回路モデル

損失の測定が難しい理由は、電流と電圧の小さな位相誤差が大きな誤差を引き起こすためである。コンデンサの損失の測定誤差は、コンデンサの位相角 $\theta$ 、測定の位相誤差 $\varphi$ を用いて次式で計算できる。

$$Error = \frac{\cos(\theta - \varphi) - \cos \theta}{\cos \theta} \cdot 100 \text{ [\%]} \quad (2-2)$$

コンデンサのインピーダンスの位相角が  $90^\circ$  に近く、図 2-4 に示すように例えば  $89^\circ$  の位相角のコンデンサは測定した電流と電圧の位相誤差が  $0.1^\circ$  異なるだけで誤差が 10% 異なるといったように影響を大きく受ける。したがって、損失、ESR の評価には極めて少ない位相誤差で電流と電圧を測定できる装置が必要である。

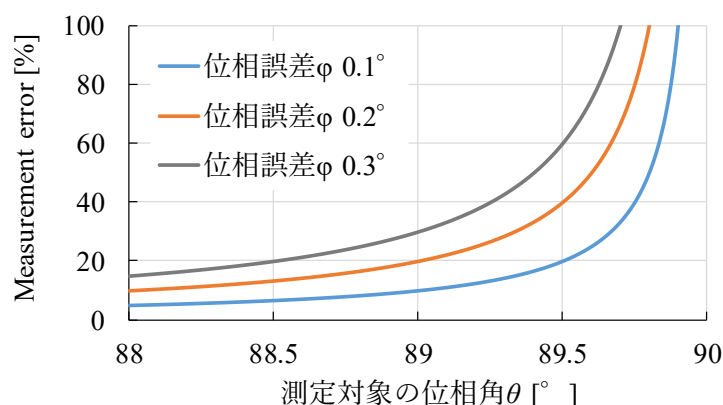


図 2-4 測定位相誤差による損失の誤差

## 2.2 電力用コンデンサの種類と特徴

半導体電力変換回路において使用されるコンデンサは、主にアルミ電解コンデンサ、フィルムコンデンサ、セラミックコンデンサの 3 つがあげられる。表 6-1 でも示したようにそれぞれ誘電材料が異なっており、比誘電率も大きく異なっており、構造や特徴もそれぞれ異なる。したがって、用途や費用に応じて回路にとって最適なコンデンサは変化し、それぞれの特徴を生かして組み合わせることで高い効果を発揮できることも報告されている [18]。半導体電力変換回路における最適なコンデンサの選定には、それぞれの構造や特性の違いの把握が欠かせない。ここでは、それぞれのコンデンサの構造や特徴について述べる。

### 2.2.1 各種コンデンサの構造

#### ● アルミ電解コンデンサ

アルミ電解コンデンサは図 2-5 の (a) に示すように、陽極アルミ箔、電解紙、陰極アルミ箔、電極端子を巻き込んだものに電解液を浸透させて、アルミケースと封口材で封止されたものになっている。(b) に示すように、エッチング処理により電極の表面積を拡大し、誘電体として電極箔上にアルミ酸化膜を形成することで他の種類と比較して体積当たりの静電容量を大きくすることを可能としている。



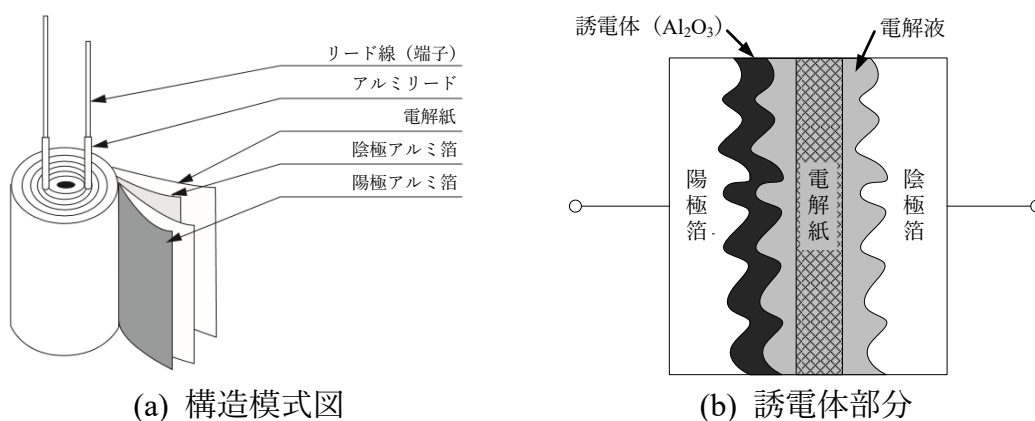


図 2-5 アルミ電解コンデンサの素子構造 [19]

### ● フィルムコンデンサ

フィルムコンデンサは PET (ポリエチレンテレフタレート), PP (ポリプロピレン), PPS(ポリフェニレンスルフィド), PEN (ポリエチレンナフタレート) といった数種類の誘電体フィルムが存在する。それぞれの物性値を表 6-1 に示す [20]。電力変換器においては、小型化と低コストであることから PET が、低損失であり特性が良好であることから PP が使用されやすい。

半導体電力変換回路で主流であるメタライズドフィルムコンデンサの素子構造を図 2-6 に示す。誘電体であるフィルムに電極の金属を蒸着技術により、電極部分を薄く作ることが可能となっている。蒸着フィルムを捲回することで立体構造となるが、この電極の薄さによって体積が大きく変わる。リード線とフィルム電極はメタリコンで接続されている。

特徴としてフィルムコンデンサは、パターン蒸着によりヒューズを形成することで誘電体内の最弱点部で絶縁破壊があった場合に弱点部周辺のみを切り離してコンデンサ機能を維持する“セルフヒーリング”を備えることで短絡故障に対して高い信頼性を得ることができる。寿命はアルミ電解コンデンサと同じくアレニウスの法則に従う。

表 2-2 誘電体フィルムの物性 [20]

特性	PET	PP	PPS	PEN
厚さ (μm)	3.0 - 12	2.2 - 12	4.0 - 12	4.0 - 12
最高使用温度 (°C)	120 - 130	80 - 105	130 - 140	120 - 140
比誘電率 (1kHz@20°C)	3.2	2.2	3	2.9
誘電正接 (1kHz@20°C)	0.003	0.0002	0.0006	0.004
吸水率 (%@75%RH)	0.4	<0.01	0.05	0.3
AC 破壊電圧 (kV/mm)	120 - 280	200 - 400	180	300

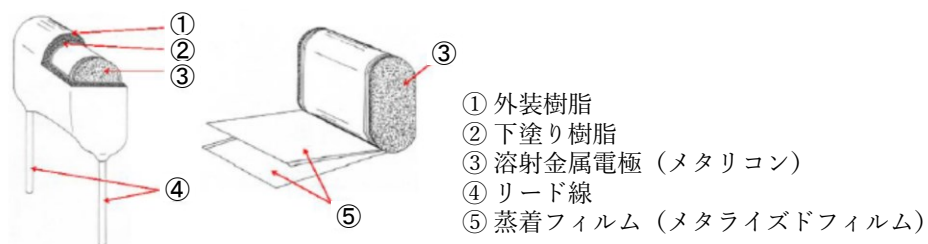


図 2-6 蒸着電極型フィルムコンデンサの素子構造 [20]

### ● セラミックコンデンサ

セラミックコンデンサの基本構造を図 2-7 に示す [21]。並行平板コンデンサを何層にも重ねることで、実効表面積を広くしている。誘電体は強誘電体であるチタン酸バリウムや常誘電体である酸化チタンが用いられ、表 2-1 から分かるように比誘電率は圧倒的に大きいため、高い電力密度を得ることができる。従来では、大容量かつ高耐電圧の素子が存在しなかったためパワーエレクトロニクス用途で用いられることは殆ど無かったが、積層技術の向上と高耐熱性、高電力密度、高信頼性といったニーズの高まりにより、電力変換器に適用する研究が盛んにおこなわれている [22]。

また、JIS と EIA において温度特性規格が定められており表 6-1 に示すように使用温度範囲及び容量変化率に応じて決定される。

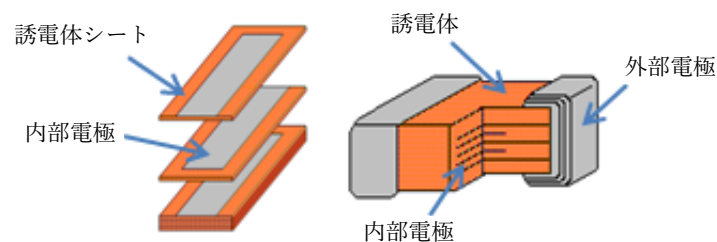


図 2-7 セラミックコンデンサの素子構造

表 2-3 セラミックコンデンサの温度特性規格 (EIA 参照)

種類	特性	温度範囲 (°C)	容量変化率
低誘電率系	C0G	-55 ~ +125	0±30ppm/°C
高誘電率系	X5R	-55 ~ +85	±15 %
	X7R	-55 ~ +125	±15 %
	X8R	-55 ~ +150	±15 %
	Z5U	+10 ~ +85	+22 ~ -55 %
	Y5V	-30 ~ +85	+22 ~ -82 %

## 2.2.2 各種コンデンサの特徴

図 2-8 は半導体電力変換回路において使用される 3 種類の主要なコンデンサについて性能の利点と欠点を定性的に比較した結果を示している [12]。アルミ電解コンデンサ (Al-Caps) は、ESR が高く、定格電流リプルが低く、電解液の蒸発による劣化の点で信頼性が低いという問題があるが、最もエネルギー密度が高くコストが低い。積層セラミックコンデンサ (MLC-Caps) は、体積が小さく、低 ESL であるために動作周波数帯域が広く、製品によっては 200°C までの高温下での動作が可能であるが、コストが高く振動等の物理的ストレスに弱いことに加え、耐電圧性が低い。ただし近年では、CeraLink という高電圧印加時に高い性能を出せる新しい製品も開発されており、DC リンク用途での発展が期待されている [22]。メタライズドポリプロピレンフィルムコンデンサ (MPPF-Caps) は、コスト、ESR、静電容量、許容電流リプル、耐電圧性及び信頼性においてバランスが取れている。しかしながら、体積は最も大きく、耐熱性も低い点が問題である。

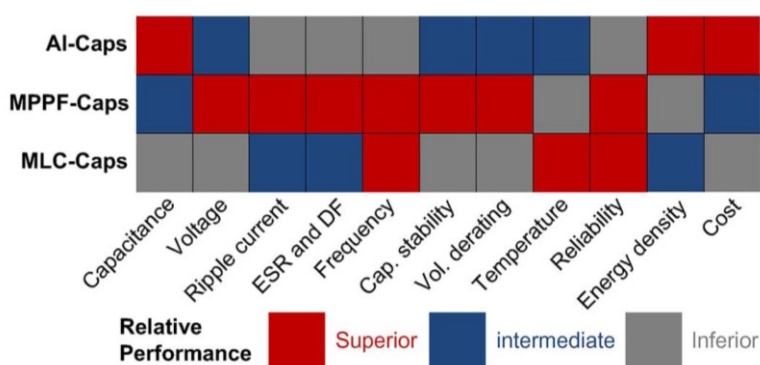


図 2-8 DC リンクコンデンサの性能比較 [12]

## 2.3 電力変換器におけるコンデンサの役割

半導体電力変換回路に使用するコンデンサの役割と動作について述べる。ここでは、代表的な使用例として降圧チョップ回路におけるコンデンサをあげる。降圧チョップ回路におけるコンデンサは入力側の電力を安定させるデカップリングコンデンサと出力側のインダクタ電流リプルを吸収して直流にする平滑用コンデンサがあげられる。入力側と出力側の電流と電圧が完全な直流であるとすれば、コンデンサ電流は図 2-10 に示す電流が流れる。入力側コンデンサには、回路入力電流とインダクタ電流リプルが流れるために矩形波のような波形となり、出力側コンデンサにはインダクタのリプル電流が全て流れるため三角波のような波形となる。いずれにおいても、インピーダンスアナライザで測定するような微弱電流ではなく主回路電流に応じた振幅の電流であり、また非正弦波である。

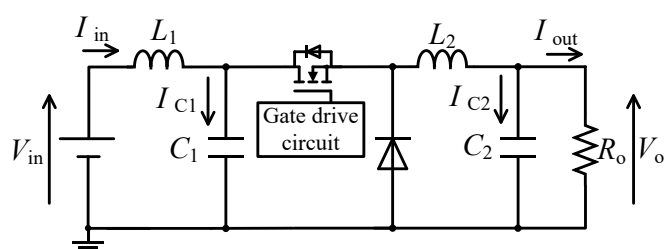


図 2-9 降圧チョップ回路

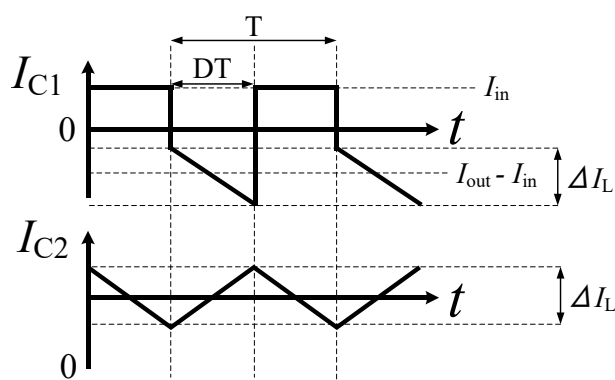


図 2-10 降圧チョップ回路におけるコンデンサ電流

## 2.4 関連研究

本節では、アルミ電解コンデンサにおける関連研究を示し、本研究の位置づけを述べる。

文献 [23]では、アルミ電解コンデンサの故障を把握するオンラインモニタリングに関する研究である。アルミ電解コンデンサは回路において寿命が最も短いケースが多く、寿命を予測して早期に交換することでコンデンサの破損による回路全体の故障等を防ぐことができる。アルミ電解コンデンサは電解液の揮発等により使用の年月が進むと徐々に静電容量が低下し ESR が増加する。静電容量が元の値の 80% まで低下、もしくは ESR が元の値の 200% まで上昇することが、故障の目安とされており、どちらかのパラメータを常に監視することで故障を予測する。しかし、これらのパラメータが温度等の影響で変化してしまうために、温度が一定でない実環境では故障の予測が困難になることから、この文献では図 2-11 に示すようにコンデンサの熱抵抗と熱容量のモデルからケース温度からコア温度も計算して監視する方法を提案しており、より高精度で寿命を予測できることが報告されている。

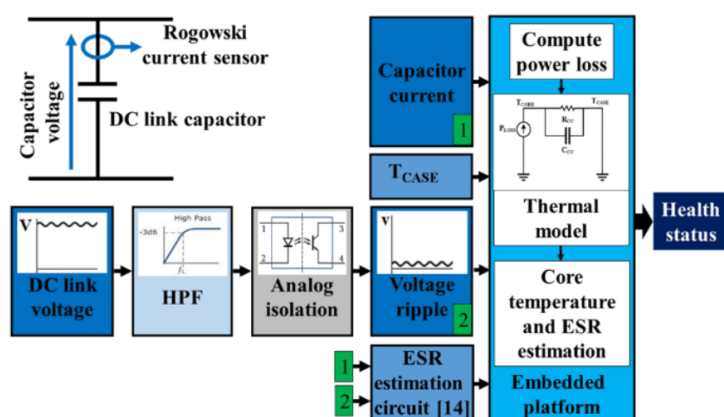


図 2-11 電流と電圧とケース温度の検出によるコンデンサの状態監視 [23]

文献 [24]では、複数個の相互の影響を考慮した熱抵抗モデルを作成して評価している。アルミ電解コンデンサは複数個を並べて使用する場合が多く、それらの発熱等を考慮して最適に設計する必要があるが、有限要素法による解析では計算に膨大な時間がかかり設計に不向きである。そこで有限要素法による熱解析結果を基準として、熱抵抗モデルを用いた計算値の比較がされており、同損失時の熱インピーダンスを用いることで高精度に推定できることが報告されている。この解析では、生じる損失は事前に設定して行われているため、生じる損失がどのようになるかは考慮されていない。

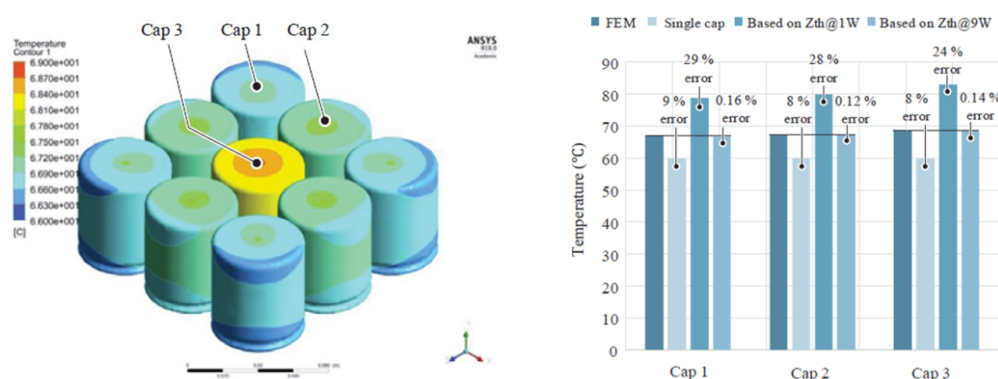


図 2-12 キャパシタバンクの熱解析 [24]

これらの研究はいずれも 2018 年に報告されたものであり、コンデンサの研究は盛んにおこなわれている。しかしながら、コンデンサの種類ごとにパワーエレクトロニクス分野の観点から定量的に性能を評価している文献は殆ど見受けられない。これは大電流条件で極めて少ない位相誤差でコンデンサを測定できる装置が存在しないためである。先行研究により本研究室ではインダクタの測定装置を応用することでそれが可能となっている。

また、アルミ電解コンデンサに関しては回路の信頼性向上のために、先述したようなオンライン測定に関する研究が盛んにおこなわれており、これは既に製造されている電力変換装置の評価プロセスにおいては有効であるが、電力変換装置の一般的な設計プロセスには適用することが難しい。また、コンデンサの熱解析を正確に行うためには生じる損失の定量的な把握は重要である。そこで本研究では、新規的な測定装置を用いて ESR の特性を把握し、アルミ電解コンデンサにおけるオフラインでの周囲温度と通流電流波形から損失及び温度上昇を計算する方法を示す。

## 2.5 まとめ

本章では、コンデンサの特性原理や本研究で使用する ESR と静電容量の直列等価回路について示した。また、アルミ電解コンデンサ、フィルムコンデンサ、セラミックコンデンサの構造や特徴をそれぞれ示し、それぞれの優位点について述べた。また、電力変換回路においてコンデンサの使用例を提示し、どのような電流が流れるかを示した。また、パワーエレクトロニクス分野におけるコンデンサの関連研究をいくつか示し、本研究の位置づけについて述べた。

## 第3章 コンデンサの測定手法

本章では、評価に用いるコンデンサの測定手法について述べる。従来の測定方法を説明し、B-H アナライザを用いた測定手法について述べる。その後、本研究で行っている温度測定方法について述べる。

### 3.1 コンデンサの従来の測定手法

一般的にコンデンサの測定にはインピーダンスアナライザが用いられる。広い周波数帯域で正確な静電容量と ESR を測定できるため、データシートに記載されていない実用性の高いデータを得ることができる。しかしながら、インピーダンスアナライザによる測定は、表 6-1 に示した仕様から分かるように最大交流電圧が 1 V、最大交流電流が 20 mV であり、微小電流かつ低電圧を印加して測定した値である。また、これらのインピーダンス測定は、単一周波数の正弦波で測定されている。しかし、前章で例に挙げたように電力変換器に用いられるコンデンサには、大電流かつ、複数の周波数成分を含んだ非正弦波の電流が流れるため、このようなインピーダンスアナライザを用いた測定では、電力変換器に用いるコンデンサの評価としては不十分であることが考えられる。実際に、大電流・高電圧下で測定した損失や非正弦波電流における損失はインピーダンスアナライザで計算した値と異なるということが報告されている [16]。



図 3-1 インピーダンスアナライザ 外観 [25]

表 3-1 インピーダンスアナライザの仕様

測定周波数	20 Hz ~ 50 MHz
測定精度	$\pm 0.08\%$ (typical $\pm 0.045\%$ )
測定電圧範囲	5 mVrms ~ 1 Vrms
測定電流範囲	200 $\mu$ Arms ~ 20 mArms
直流電圧	0 V ~ 40 V



## 3.2 B-H アナライザを用いた測定手法

本研究では、コンデンサの測定手法としてインピーダンスアナライザによる測定の他に B-H アナライザを応用した測定システムを用いる。図 3-2 に測定装置の外観を示す。磁性体の磁束密度  $B$ 、磁界強度  $H$ 、誘電体の電束密度  $D$ 、電界強度  $E$  の関係式を(3-1)～(3-4)式に示す。ただし、 $N$  は巻線数、 $A$  は実効断面積、 $l$  は実効磁路長、 $S$  は極板面積、 $d$  は極板間距離である。

$$B(t) = \frac{1}{NA} \int v_L(t) dt \quad (3-1)$$

$$H(t) = \frac{N}{l} i_L(t) \quad (3-2)$$

$$D(t) = \frac{1}{S} \int i_C(t) dt \quad (3-3)$$

$$E(t) = \frac{1}{d} v_C(t) \quad (3-4)$$

B-H アナライザはインダクタ用の高精度損失測定装置であり、インダクタを励磁し、その電圧・電流波形から(3-1)式、(3-2)式を用いて B-H カーブや鉄損特性などを計測する [26]。本測定では B-H と D-E の式における電流と電圧の関係の双対性を利用して、B-H アナライザによって電流波形と電圧波形を取得し外部で計算処理をすることでコンデンサの静電容量および ESR を測定する。

図 3-3 に B-H アナライザを用いた基本の測定回路を示す。(a) は B-H アナライザ本体、(b) は評価対象のコンデンサであり、等価回路は静電容量と ESR の直列回路で表記する。なお、測定周波数は自己共振周波数よりも十分に低いため等価直列インダクタンスは考慮しない。B-H アナライザで出力される正弦波信号はパワーアンプ (NF HSA 4014) によって増幅して印加されており、 $V_{ch}$  で印加電圧を検出し、 $I_{ch}$  でシャント抵抗  $R_s$  から通流電流を測定しており、取得波形から MATLAB を用いて計算処理を施すことで各パラメータを導出している。B-H アナライザを用いた測定システムの利点は、表 3-2 に示した仕様から分かるように  $\pm 200V$ 、 $\pm 6A$  の範囲で任意の電流および電圧条件で測定が可能であること、正確な損失の測定が可能なことである。また、図 3-4 の(a)に示すようにパワーアンプの 2 入力を用いることで DC バイアス電圧を正弦波信号に重畳して測定することができる。 $C_1$ 、 $C_2$  は直流電圧を除去するためのコンデンサであり、 $6.8 \mu F$  のメタライズドポリプロピレンフィルムコンデンサを使用している。さらに、図 3-4 の(b)に示すように B-H アナライザと恒温槽スキャナシステム SY-320A (IWATSU) を同期させることにより、任意の温度環境で DUT を測定できる。



図 3-2 B-H アナライザ 外観 [26]

表 3-2 B-H アナライザの仕様

測定周波数	10 Hz ~ 10 MHz
測定精度	$\pm 0.15$ deg (位相確度)
測定電圧範囲	$\pm 200$ V
測定電流範囲	$\pm 6$ A

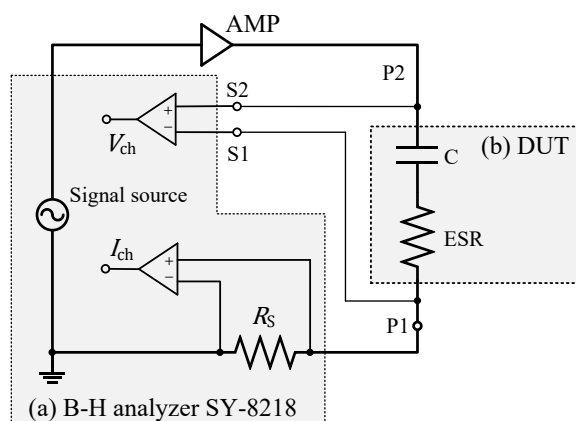


図 3-3 B-H アナライザを用いた基本測定回路

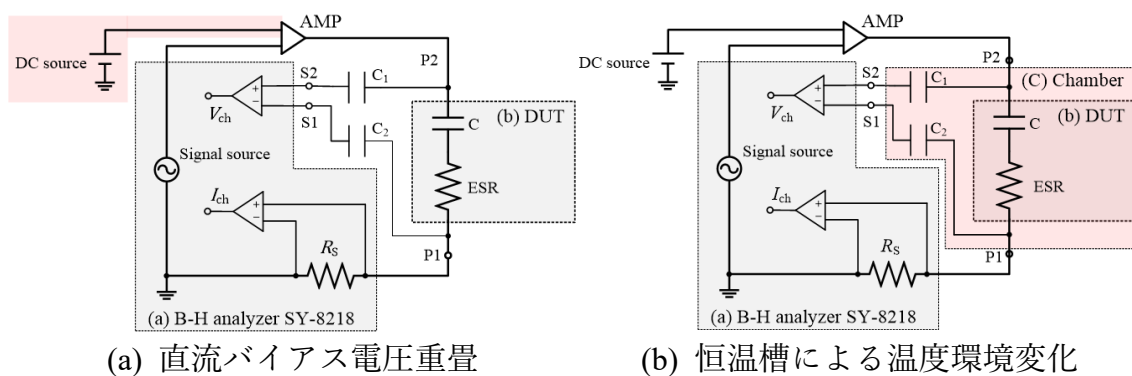


図 3-4 B-H アナライザを用いた測定回路

ここで、計算処理の方法について説明する。B-H アナライザを用いて得られるデータは周波数に依らず一周分の電流波形と電圧波形のデータがそれぞれ 8192 点保存される。

コンデンサ電圧  $V_C$  に対するコンデンサ電流  $i_c$  の時間積分の比をとり、コンデンサの電極間距離  $d$ 、電極面積  $S$  であるとき、複素比誘電率  $\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$  を導入すると次式が得られる。

$$C_{all} = \frac{\int i_c dt}{V_C} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{d} = \frac{\epsilon_0 (\epsilon' - j\epsilon'') S}{d} = \frac{\epsilon_0 \epsilon' S}{d} - j \frac{\epsilon_0 \epsilon'' S}{d} \quad (3-5)$$

ここで実部と虚部をそれぞれ簡略化のために次式で記述する。

$$\alpha = \frac{\epsilon_0 \epsilon' S}{d} \quad (3-6)$$

$$\beta = \frac{\epsilon_0 \epsilon'' S}{d} \quad (3-7)$$

したがって、(3-5)式は次式となる。

$$C_{all} = \frac{\int i_c dt}{V_C} = \alpha - j\beta \quad (3-8)$$

(2-2)式からコンデンサのインピーダンスを次式のように書き換えられる。

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C_{all}} = \frac{1}{j\omega(\alpha - j\beta)} = \frac{\beta}{\omega(\alpha^2 + \beta^2)} + \frac{\alpha}{j\omega(\alpha^2 + \beta^2)} \quad (3-9)$$

図 2-3 で示した ESR と C の直列等価回路のインピーダンスは次式で表される。

$$Z_c = ESR + \frac{1}{j\omega C} \quad (3-10)$$

したがって、(3-9)式と(2-2)式を比較することで以下の式が得られる。

$$C = \frac{\alpha^2 + \beta^2}{\alpha} \quad (3-11)$$

$$ESR = \frac{\beta}{\omega(\alpha^2 + \beta^2)} \quad (3-12)$$

よって、 $\alpha$ 、 $\beta$  を求めることで C と ESR の値を得ることができる。この  $\alpha$ 、 $\beta$  を求めるには(3-8)式を用いる。まず、SY-8219 の測定で得られた  $i_c(t)$  を時間積分し、 $V_C(t)$  に対する比をとる。次にこの求めた比に離散フーリエ変換 (DFT) を施すことで、実数のみの時間データから虚数を含む複素数の周波数データに変換される。この周波数データのうち測定周波数にあたる周波数成分のデータを取り出すとその実数部が  $\alpha$ 、虚数部が  $\beta$  となる。実際の Matlab の計算では時間短縮のために、 $i_c(t)$  の時間積分は DFT を施した後の周波数領域において虚数単位  $j$  で除することによって行う。

また、 $\mu$  モード測定を使用するとインダクタンス  $L_s$  と直列抵抗  $R_s$  を得ることができ、これらのパラメータより測定対象のインピーダンスは次式となる。

$$Z_L = R_s + j\omega L \quad (3-13)$$

この(3-13)式と(3-10)式を比較することで  $C$  と ESR は次式で計算できる。

$$C = -\frac{1}{\omega^2 L_s} \quad (3-14)$$

$$ESR = R_s \quad (3-15)$$

したがって、 $\mu$  モード測定でもコンデンサ等価回路のパラメータを得ることが可能である。

## 3.3 温度測定

本研究では、コンデンサの温度特性の評価や発熱の把握をするために温度測定を行う。ここでは、温度測定方法のそれぞれの特徴等について述べる。

### 3.3.1 種類ごとの特徴

熱電対は 2 種類の金属を接着することでその温度特性の違いから生じる起電力を読み取ることで測定部の温度を求める。特徴として、熱起電力が大きく特性のばらつきが小さく、耐熱性や耐食性に優れていることがあげられる。また、構造も単純であり信頼性は高い。

赤外線サーモは熱伝導で測定するのではなく放射している赤外線を測定することにより温度を求める。そのため、非接触で測定が行えるので測定対象に外的影響を与えることなく測定ができる。また、一度に広い範囲の測定を行うことができる。しかし、欠点として内部の温度測定を行うことはできないこと、赤外線吸収率が低いものは測定が難しいことがあげられる。

### 3.3.2 測定精度の検証

本研究では熱電対と赤外線サーモグラフィの 2 つを必要に応じてそれぞれ使用する。熱電対では、データロガーは GRAPHTEC の midi LOGGER GL10-TK を、熱電対線は RS Pro の径 0.5mm のシース熱電対線を用いている。シース熱電対は測定点が絶縁されているので外部の影響を受けづらく、径も細いため線に熱が逃げにくいという特徴がある。赤外線サーモグラフィは CHINO の CPA-E40A を用いている。この 2 つの測定機器が正しく測定できているかを確認するために沸騰したお湯が 100℃として測定されるかの検証を行った。透明の液体は赤外線

吸収率が高いため数 mm ほどの深さがあれば測定が可能である。また、熱電対は直接水中に挿入することで測定を行った。

赤外線サーモでは測定値が 99～101℃の間で変動していた。原因として沸騰している際に水が対流することにより変動が生じていると考えられる。しかし、 $\pm 1^{\circ}\text{C}$ 以内で測定が行えることが分かった。

熱電対ではデータロガーに 5 秒ごとの測定値が記録することができる。測定結果を図 3-5 の(a)に示す。熱電対の測定結果からも対流により 100℃付近で $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 以内で変動していることが分かる。また、沸騰したお湯の測定値の変動について対流が原因であるかどうかを検証するために熱電対で常温の水の測定を行った。常温の水は空気中などと比較して外的な影響を受けにくく温度変化が小さい。測定結果を図 3-5 の(b)に示す。対流のない常温の水の測定では $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ 以内で安定して測定が行えていることが確認できる。よって、熱電対自体による測定値の変動は小さいと考えられる。よって、沸騰して安定していない水においても少なくとも赤外線サーモでは $\pm 1^{\circ}\text{C}$ 以内、熱電対では $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 以内で正しく測定が行えていることが分かる。また、熱電対については測定のばらつきは  $0.1^{\circ}\text{C}$  以内であることを確認した。

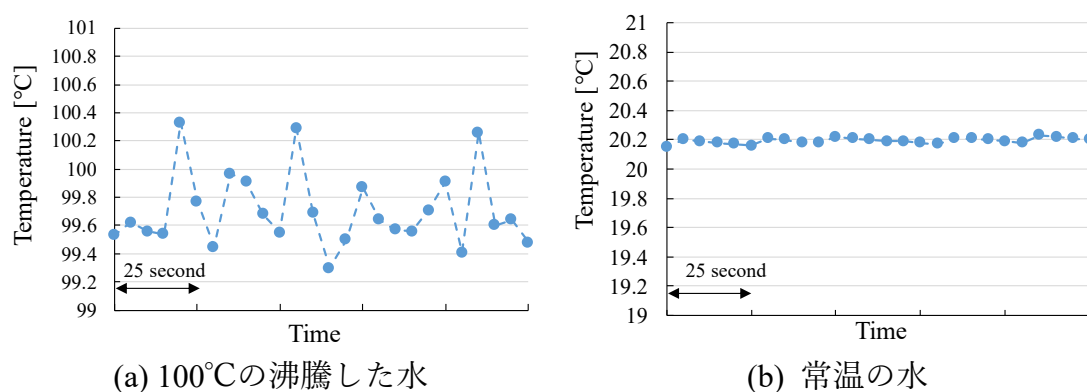


図 3-5 熱電対による温度測定結果

### 3.3.3 測定の際の留意点

直径 6.3mm の素子に熱電対を取り付けて測定を行ったところ、取り付けた熱電対を伝って熱が逃げてしまっていることを確認した。表面積の小さい素子の場合には、熱電対を取り付けることによる影響が相対的に大きくなるため、測定に注意が必要である。また、ただ接触させるだけでは熱電対に完全に熱が伝わらない可能性があるため、熱伝導率の高いシリコンパテを用いて貼り付けることで熱を正確に測定できるようにしている。シリコンパテではなく、アルミテープを用いるも同様に効果を得られると考えられる。

赤外線サーモグラフィについては、測定対象の赤外線放射率によって温度誤差が生じてしまう恐れがある。そこで、本測定では黒体スプレー (TA410KS) を塗布することで、対象の材質に関わらず放射率が 0.94 になるようにしており、赤外線サーモグラフィの対象物放射率も 0.94 に設定して測定を行っている。

### 3.3.4 コンデンサ内部測定時の電界の影響

5 章において、コンデンサ内部に熱電対を挿入して測定を行う。測定箇所としては、図 3-6 に示すようにコンデンサ素子の中心部についても測定を行うが、コンデンサ動作時には熱電対近傍において電界が生じているために熱－電気変換による測定への影響が懸念される。そこで、実際にコンデンサ動作時に影響が生じるかどうかの検証を行った。

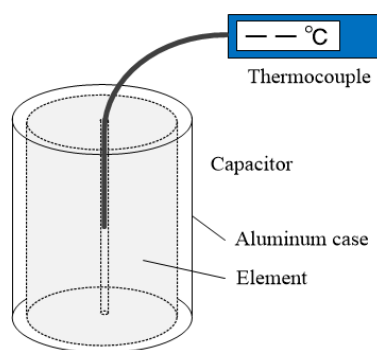


図 3-6 コンデンサ内部温度測定

測定時と同様に交流電圧を印加して測定を行うことが最も望ましいが、交流電圧が通流するために内部が温度変化するために、電界の影響が生じているかどうかの判断が困難となる。そこで、ここではコンデンサに印加する直流電圧値を

変化させて検証を行った。結果を図 3-7 に示す。5 分ごとに印加電圧を変化させて、100V まで印加させて温度の測定を行っており、5 秒ごとに自動で温度を計測している。30 分かけて温度が緩やかに減少しているが、これは電圧変化に起因するものではなく室温の変化によるものであることが推察される。印加電圧が変化しても、熱電対の温度計測値は連続的な温度の値を示しており、電界の影響は極めて小さい。この理由は、シース熱電対という測定部が絶縁されたものを使用していることと測定部分は極板の内部ではないため電界が直接印加される位置ではないためであると考えられる。また、交流電圧測定時においても通流時と非通流時で温度は連続的に変化していることを同様に確認しており、本研究では数十 V の電圧で測定を行っているために影響は微小であると考えられる。

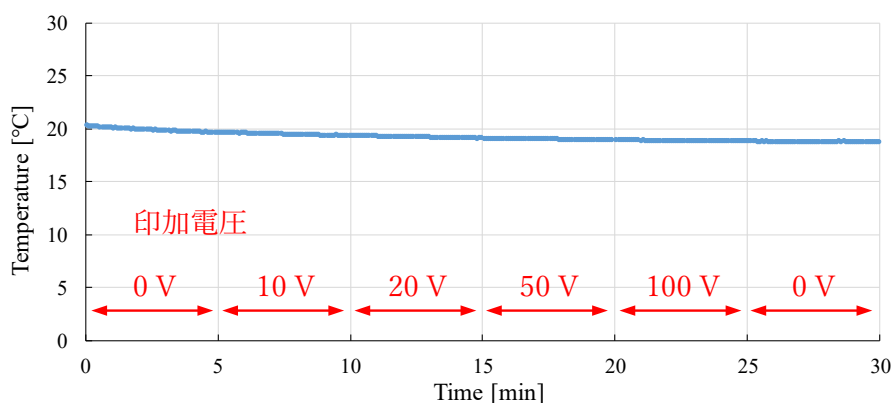


図 3-7 印加電圧に対する温度測定結果

### 3.4 まとめ

本章では、インピーダンスアナライザと B-H アナライザを用いた新規測定手法について仕様を述べた。B-H アナライザについては回路を用いて、測定原理の定性的な説明をしたのちに、電流波形と電圧波形のデータからそれぞれのパラメータを計算により導出する過程を示した。この測定手法を用いることで、大電流・高電圧の条件下での測定が可能となる。また、本研究における温度測定について測定機器や留意点について述べた。本研究で測定する部位における熱測定への電界の影響が小さいことを実験により確認した。

## 第4章 各種コンデンサの総合評価測定

本章では、B-H アナライザを用いた測定により電力用コンデンサの種類ごとの特性の評価を行った。コンデンサの種類ごとの特性の傾向を明らかにする。具体的には、半導体電力変換装置で使用する上で考慮すべき電流周波数、素子温度、直流バイアス電圧、電流振幅に対する静電容量と ESR の特性についてそれぞれ評価を行った。

### 4.1 アルミ電解コンデンサ

#### 4.1.1 測定対象

アルミ電解コンデンサは 47 $\mu$ F、耐電圧 63V 品に統一してそれぞれ評価を行った。測定対象を表 4-1 に示す。以下では、それぞれを表内の番号で呼ぶ。同じ静電容量と耐電圧で評価を行っているが、表から分かるように許容電流リプルや素子の大きさはそれぞれ異なっている。また、表に記載していないが寿命や許容動作温度もそれぞれ異なる。それぞれの写真を図 4-1 に示す。

表 4-1 測定対象

番号	メーカー	静電容量	耐電圧	許容電流	D×L
①	kemet	47 $\mu$ F	63 V	190 mA	10×29 mm
②	Nichicon	47 $\mu$ F	63 V	310 mA	8×11.5 mm
③	rubycon	47 $\mu$ F	63 V	278 mA	6.3×11 mm
④	Panasonic	47 $\mu$ F	63 V	284 mA	6.3×11.2 mm
⑤	日本ケミコン	47 $\mu$ F	63 V	274 mA	8×12 mm
⑥	Vishay	47 $\mu$ F	63 V	380 mA	10×12 mm

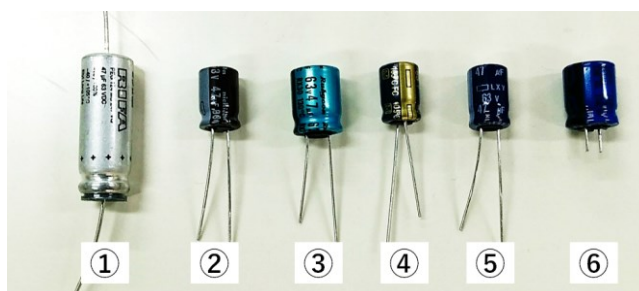


図 4-1 アルミ電解コンデンサ（63V 品）



### 4.1.2 周波数特性

インピーダンスアナライザ (E4990A) を用いて周波数を変化させて静電容量と ESR の測定を行った。測定結果をそれぞれ図 4-2, 図 4-3 に示す。極性があるため, 10 V の直流バイアス電圧を印加して測定を行っている。どの素子も値に差異はあるが特性の傾向は同様であることが確認できる。

図 4-2 においてどの素子に関してもある周波数で値が発散しているが, これは素子の自己共振により虚部のインピーダンスが小さくなることにより等価直列容量として値が発散するためである。自己共振周波数以降の周波数においては寄生インダクタンスの影響で負の等価直列容量を示す。静電容量は周波数の増加に伴い 10 kHz 付近まではなだらかに減少しており, そこから自己共振周波数までの間に大きく減少していることが確認できる。これは, アルミ電解コンデンサ特有の現象であり, 図 4-4 に示すように極板上のエッチングの凹凸によって電解液と酸化膜誘電体が R と C のラダー回路のような構成となっており, 高周波になると R のインピーダンスが相対的に大きくなり凹凸の表面側のみの電荷のやり取りになることで C が低下することに起因すると考えられる。ESR はどの素子においても周波数の増加に伴い減少傾向であることが確認できる。また, 1 kHz 以下の領域においては特に変化が急峻であることが分かる。これは容量に並列の絶縁抵抗成分の影響であると考えられる。

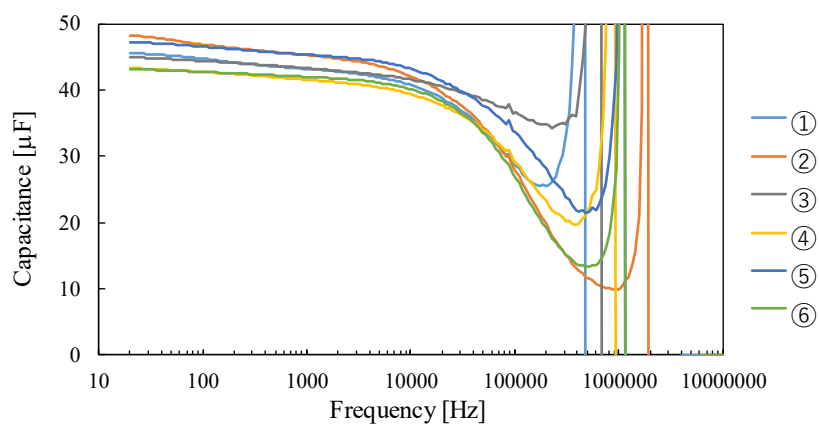


図 4-2 電流周波数－静電容量（アルミ電解コンデンサ）

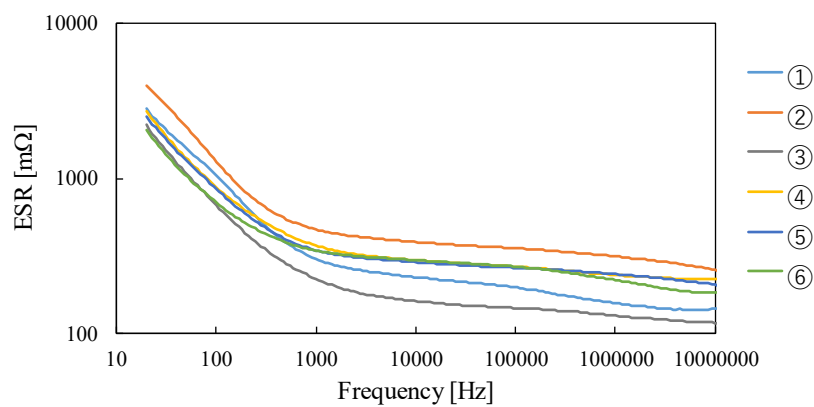


図 4-3 電流周波数－ESR（アルミ電解コンデンサ）

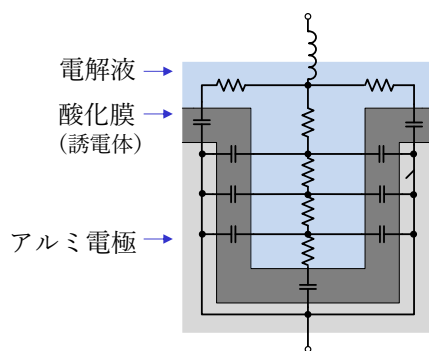


図 4-4 アルミ電解コンデンサの極板付近の断面模式図

### 4.1.3 温度特性

B-H アナライザと恒温槽を用いて測定した静電容量と ESR の素子温度に対する変化をそれぞれ図 4-5, 図 4-6 に示す。電流周波数は 1 kHz, 電流振幅は 0.1 A, 直流バイアス電圧 10 V で 0 °C から 100 °C の範囲で測定を行っている。どの素子も同様に、温度の増加に伴い、静電容量が増加し、ESR が減少していることが確認できる。特に ESR は温度に依存して大きく変化するが、これは電解液の電気伝導率が温度の増加に伴い大きくなることに起因するものと考えられる [27]。

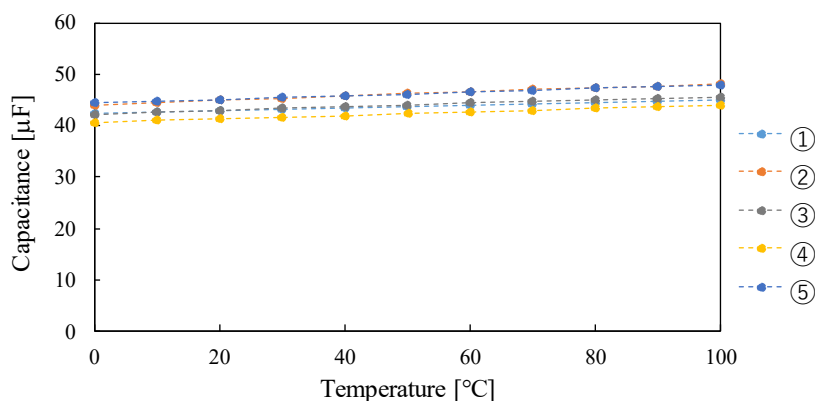


図 4-5 素子温度－静電容量（アルミ電解コンデンサ）

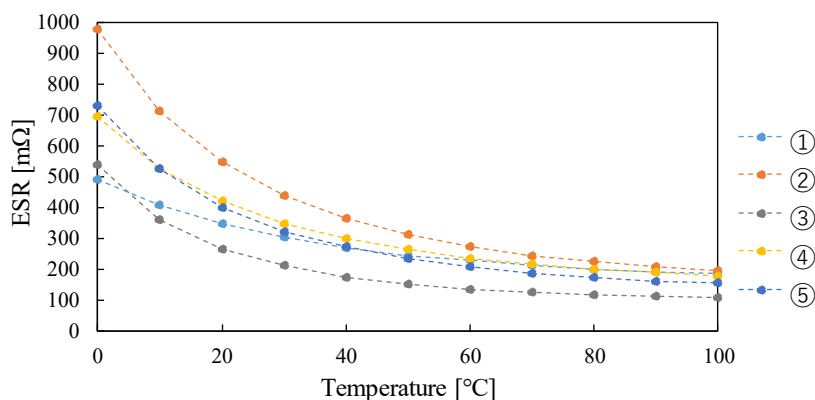


図 4-6 素子温度－ESR（アルミ電解コンデンサ）

#### 4.1.4 DC バイアス電圧特性

静電容量と ESR の直流バイアス電圧に対する特性の測定を行った。B-H アナライザを用いて周波数 1 kHz, 電流振幅 0.01 A の測定条件で, 重畳する直流電圧のみを変化させて測定している。測定結果をそれぞれ図 4-7, 図 4-8 に示す。直流電圧が変化しても, 静電容量, ESR 共にほぼ変化が見られなかった。

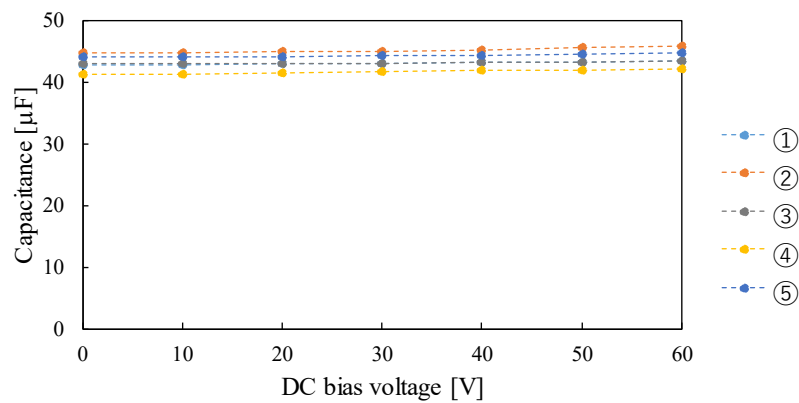


図 4-7 直流バイアス電圧－静電容量（アルミ電解コンデンサ）

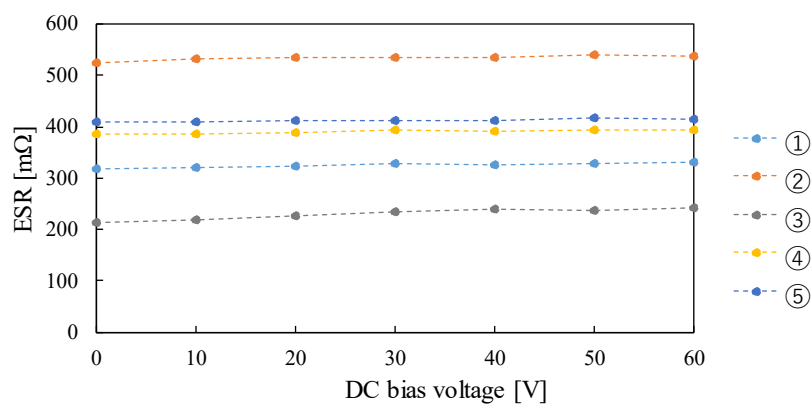


図 4-8 直流バイアス電圧－ESR（アルミ電解コンデンサ）

### 4.1.5 電流特性

静電容量と ESR の電流振幅特性の測定を行った。この測定は B-H アナライザを用いて、電流周波数 10 kHz、直流バイアス電圧 30 V 一定の条件下で電流振幅のみを変化させて測定を行っている。測定結果をそれぞれ図 4-9、図 4-10 に示す。電流振幅が増加すると、静電容量がわずかに増加し、ESR が大きく減少することが確認できる。これは、素子温度特性と同様の傾向である。図 4-11 に測定中の素子表面温度の値を示す。本測定では、室温環境下において 64 周期分の波形を印加して測定を行っており、熱的には定常値に達していないものと考えられるが、どの素子も温度上昇していることが分かる。したがって、アルミ電解コンデンサは自己発熱による温度上昇を考慮した電流振幅特性の評価が必要である。この評価については、5 章で述べる。また、図 4-11 の結果は ESR の大小関係に従っていないが、これは素子の大きさがそれぞれ異なることによる熱抵抗の差によるものであると考えられる。

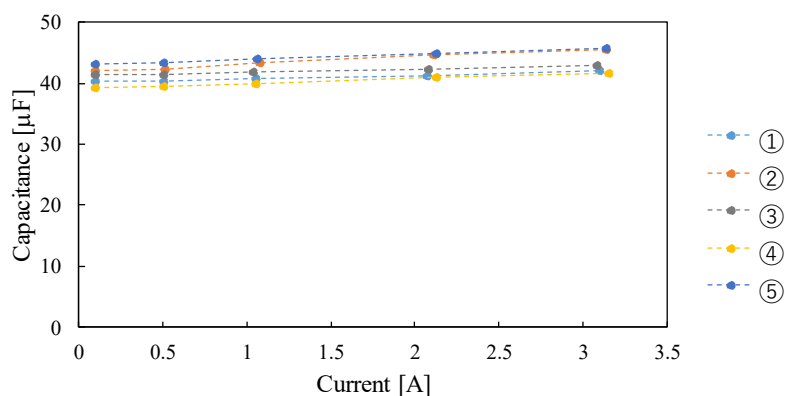


図 4-9 電流振幅－静電容量（アルミ電解コンデンサ）

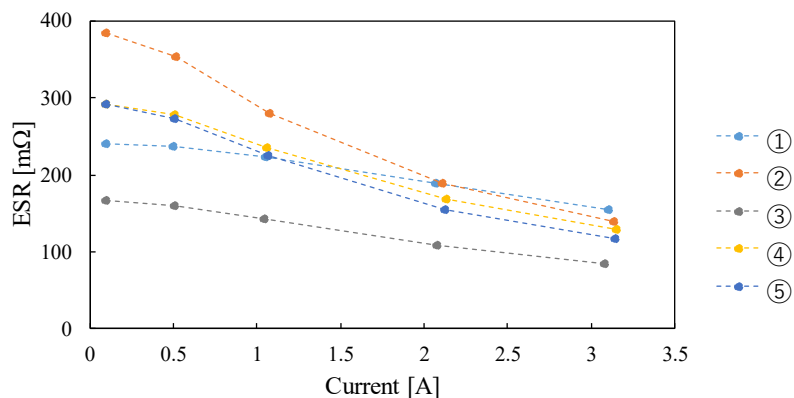


図 4-10 電流振幅－ESR（アルミ電解コンデンサ）

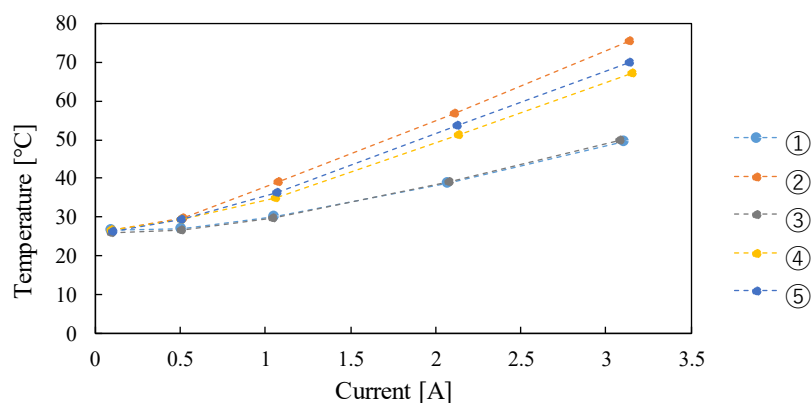


図 4-11 測定時の素子表面温度

## 4.2 フィルムコンデンサ

### 4.2.1 測定対象

フィルムコンデンサは  $0.1\mu\text{F}$  に統一してパワーエレクトロニクス用途で使用する PET (ポリエチレンテレフタレート) コンデンサ, PP (ポリプロピレン) コンデンサの 2 種類について評価を行った。さらに, 耐電圧は PET では  $250\text{V}_{\text{dc}}$ , PP では  $630\text{V}_{\text{dc}}$  に統一して選定している。測定対象を表 4-2 に示す。以下では, それぞれを表内の番号で呼ぶ。表からわかるようにフィルムコンデンサの許容電流リプルはアルミコンデンサと異なり, データシートに記載されていない製品も多くある。それぞれの写真を図 4-12, 図 4-13 に示す。

表 4-2 測定対象

番号	種類	メーカー	静電容量	耐電圧	電流	寸法
①	PET	Nichicon	$0.1\mu\text{F}$	$250\text{V}_{\text{dc}}$	-	$13.5 \times 5.3 \times 9.9\text{ mm}$
②	PET	Panasonic	$0.1\mu\text{F}$	$250\text{V}_{\text{dc}}$	-	$10.3 \times 8.4 \times 5.8\text{ mm}$
③	PET	EPCOS	$0.1\mu\text{F}$	$250\text{V}_{\text{dc}}$	-	$10 \times 4 \times 8.5\text{ mm}$
④	PET	Vishay	$0.1\mu\text{F}$	$250\text{V}_{\text{dc}}$	-	$4.7 \times 13.7 \times 12.5\text{ mm}$
⑤	PP	Panasonic	$0.1\mu\text{F}$	$630\text{V}_{\text{dc}}$	-	$17.5 \times 5 \times 10.5\text{ mm}$
⑥	PP	EPCOS	$0.1\mu\text{F}$	$630\text{V}_{\text{dc}}$	$1.3\text{ A}$	$13 \times 5 \times 11\text{ mm}$
⑦	PP	日本ケミコン	$0.1\mu\text{F}$	$630\text{V}_{\text{dc}}$	$3.86\text{ A}$	$17.7 \times 11.7 \times 12.3\text{ mm}$
⑧	PP	kemet	$0.1\mu\text{F}$	$630\text{V}_{\text{dc}}$	$3\text{ A}$	$18 \times 7.5 \times 13.5\text{ mm}$

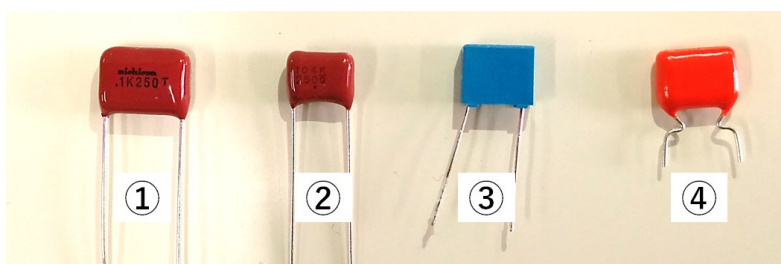


図 4-12 PET フィルムコンデンサ (250V 品)

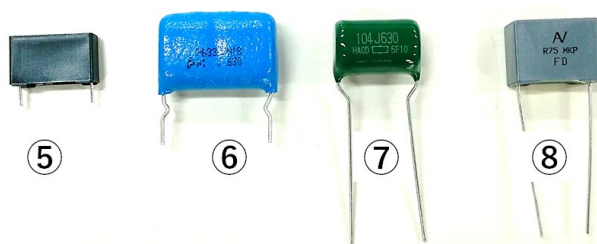


図 4-13 PP フィルムコンデンサ (630V 品)

### 4.2.1 周波数特性

インピーダンスアナライザ(E4990A)を用いて周波数に対する静電容量と ESR の測定を行った。測定結果をそれぞれ図 4-14, 図 4-15 に示す。ESR は両対数グラフでプロットしている。値に差異はあるがどの素子も特性の傾向は同様であることが確認できる。

図 4-14 の結果から 2 MHz 周辺の自己共振周波数までは周波数の増加に伴い PET の場合には静電容量がわずかに減少傾向にあり, PP の場合には殆ど変化が見られないことが分かった。ESR に関しては低周波側において周波数の増加に伴い急峻に減少していることが分かる。これは絶縁抵抗の影響であると考えられる。また, PET と PP の ESR を比較すると PET の方がより ESR が大きく, 減少の様相も異なっていることが分かる。PP コンデンサの ESR の測定値にばらつきが生じている原因としては, PP は 10 kHz において位相角が  $89.98^\circ$  であり, 抵抗成分のインピーダンスが極めて小さいことに起因すると考えられる。

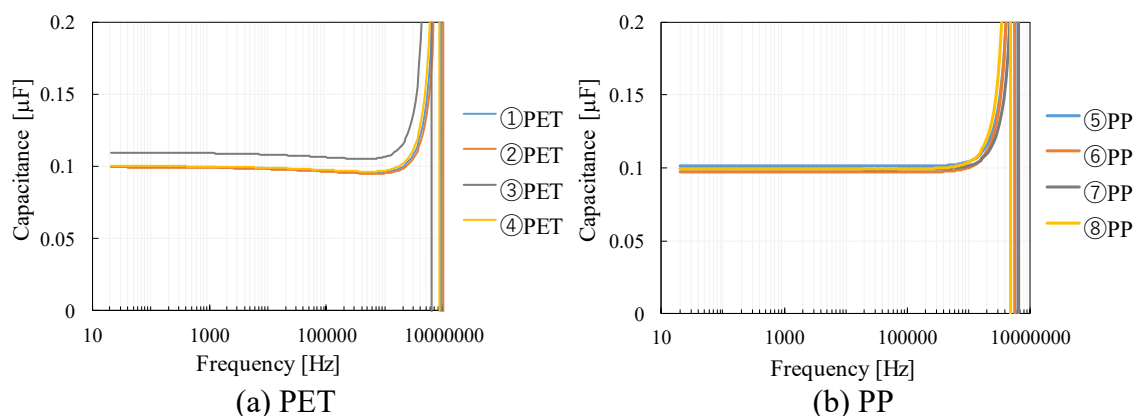


図 4-14 周波数－静電容量（フィルムコンデンサ）

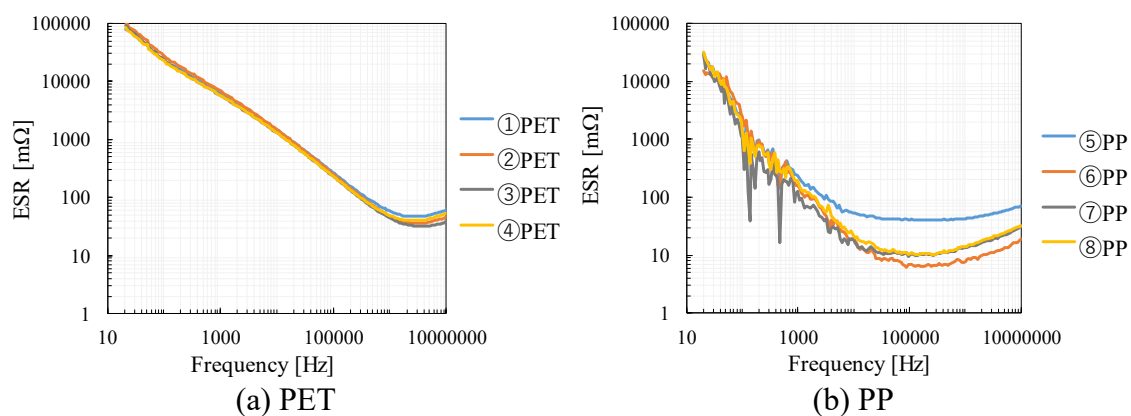


図 4-15 周波数－ESR（フィルムコンデンサ）

## 4.2.2 温度特性

B-H アナライザと恒温槽を用いて測定した静電容量と ESR の素子温度に対する変化をそれぞれ図 4-24, 図 4-17 に示す。2 つの PET コンデンサと 2 つの PP コンデンサで測定を行っており、同一グラフにプロットしている。また、電流周波数は 100 kHz, 電流振幅は 0.1 A で 0 °C から 100 °C の範囲で測定を行っている。どの素子も同様に、温度の増加に伴い、PET コンデンサはわずかに静電容量が増加し、PP コンデンサはわずかに減少することが分かった。また、PET コンデンサの ESR は、変化の割合が一定ではなく、特に 20°C から 80°C の間では温度の増加に伴い大きく減少している。2 つの素子で同様の結果を示しており、PET の誘電体の特性であると考えられる。また、PP コンデンサの ESR は PET と比較して極めて小さく、温度の影響も少ないことが分かった。



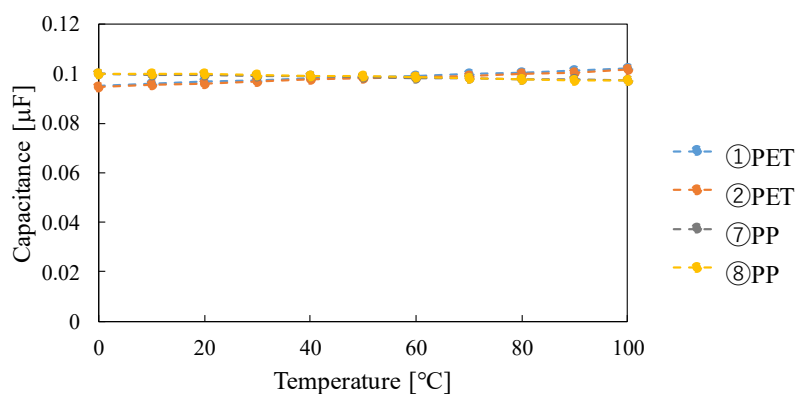


図 4-16 温度－静電容量（フィルムコンデンサ）

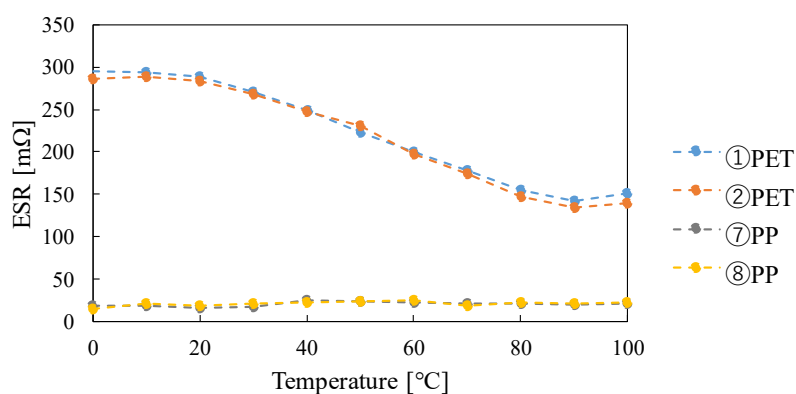


図 4-17 温度－ESR（フィルムコンデンサ）

### 4.2.3 DC バイアス電圧特性

静電容量と ESR の直流バイアス電圧に対する特性の測定を行った。B-H アナライザを用いて周波数 50 kHz，電流振幅 0.01 A の測定条件で，重畳する直流電圧のみを変化させて測定している。測定結果をそれぞれ図 4-18, 図 4-19 に示す。直流電圧が変化しても，PET コンデンサ，PP コンデンサどちらにおいても静電容量，ESR 共にほぼ変化が見られなかった。

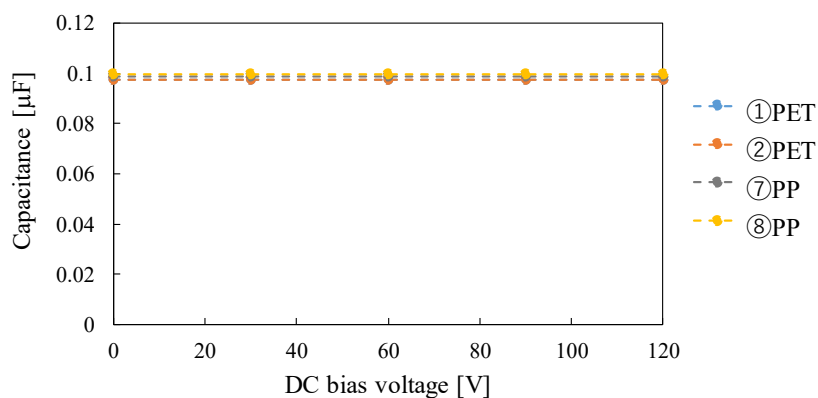


図 4-18 直流バイアス電圧－静電容量（フィルムコンデンサ）

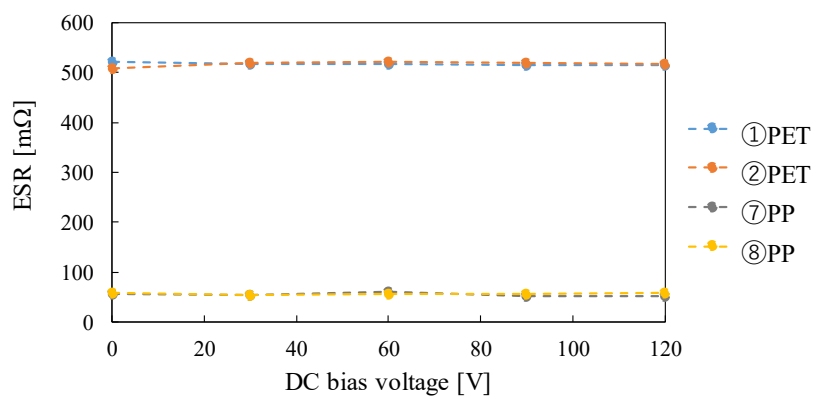


図 4-19 直流バイアス電圧－ESR（フィルムコンデンサ）

#### 4.2.4 電流特性

静電容量と ESR の電流振幅特性の測定を行った。この測定は B-H アナライザを用いて、電流周波数 100 kHz 一定の条件下で電流振幅のみを変化させて測定を行っている。測定結果をそれぞれ図 4-20、図 4-21 に示す。PET コンデンサは、電流振幅の増加に伴い、静電容量は殆ど変化が無く一定値を示しており、ESR は大きく減少することが分かった。この ESR 特性は素子温度特性と同様の傾向であり、電流通流時に自己発熱で温度上昇していることが原因であると推察される。PP コンデンサに関しては、電流に対して静電容量、ESR 共にほとんど変化が見られなかった。したがって、電流依存性は極めて小さいと考えられる。

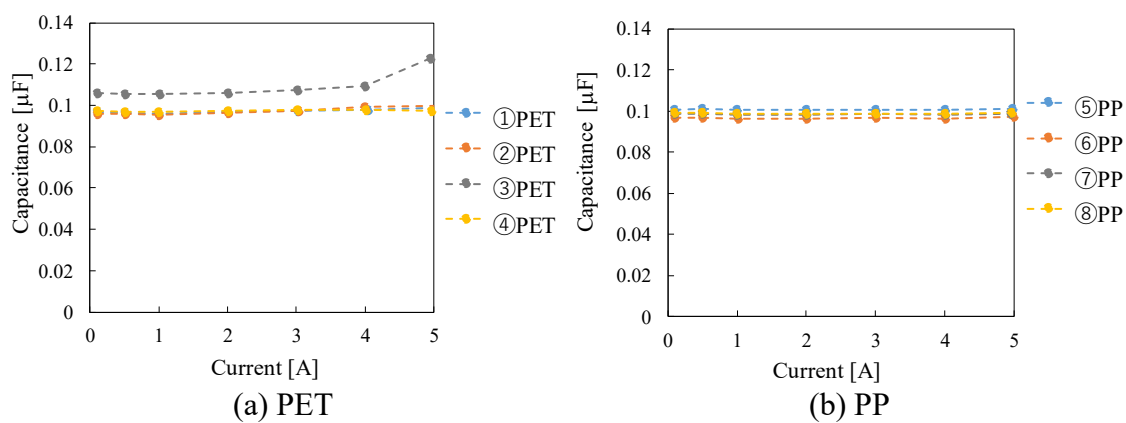


図 4-20 電流－静電容量（フィルムコンデンサ）

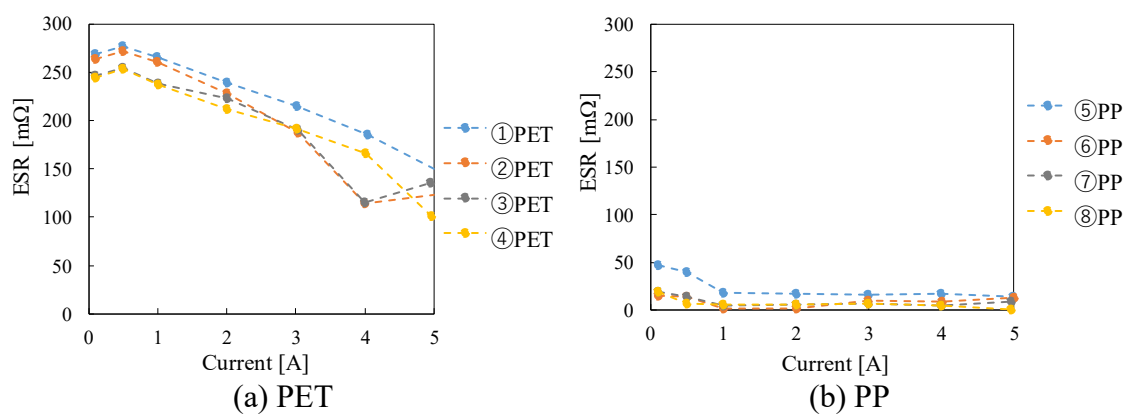


図 4-21 電流－ESR（フィルムコンデンサ）

## 4.3 セラミックコンデンサ

### 4.3.1 測定対象

セラミックコンデンサは 2.2 $\mu$ F, 耐電圧 50V 品に統一してそれぞれ評価を行った。測定対象を表 4-3 に示す。以下では, それぞれを表内の番号で呼ぶ。温度特性規格は①のみ Z5U, 他の素子は X7R である。表 2-3 で示したように X7R は  $-55 \sim +125$  °C, Z5U は  $+10 \sim +85$  °C が動作範囲である。分かるように許容電流リプルは記載がない製品がある。また, 表に記載していないが許容動作温度もそれぞれ異なる。それぞれの写真を図 4-22 に示す。

表 4-3 測定対象

番号	温度規格	メーカー	静電容量	耐電圧	電流	寸法
①	Z5U	kemet	2.2 $\mu$ F	50 V	-	9.14 $\times$ 7.62 $\times$ 3.81 mm
②	X7R	日本ケミコン	2.2 $\mu$ F	50 V	300 mA	5 $\times$ 3.5 $\times$ 6 mm
③	X7R	MURATA	2.2 $\mu$ F	50 V	-	5.5 $\times$ 3.15 $\times$ 4 mm
④	X7R	TDK	2.2 $\mu$ F	50 V	-	7.5 $\times$ 4 $\times$ 8 mm

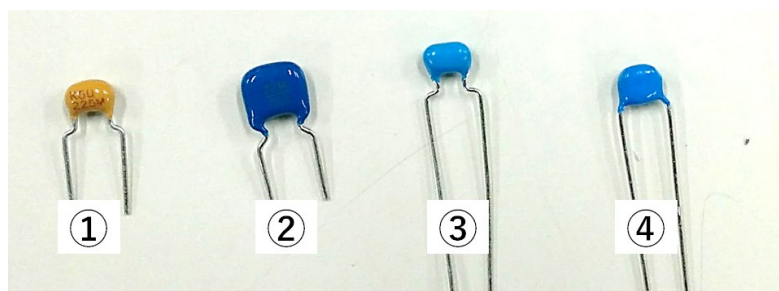


図 4-22 積層セラミックコンデンサ (50V 品)

### 4.3.2 周波数特性

インピーダンスアナライザ(E4990A)を用いて周波数に対する静電容量と ESR の測定を行った。測定結果をそれぞれ図 4-23, 図 4-24 に示す。ESR は両対数グラフでプロットしている。値に差異はあるがどの素子も特性の傾向は同様であることが確認できる。

図 4-23 の結果から 2 MHz 周辺の自己共振周波数までは周波数の増加に伴い静電容量がわずかながら減少傾向にあることが分かる。特に①は変化量が他と比較して大きい。これは温度特性規格の違いによるものであると考えられる。ESR は 100 kHz 以下の領域において周波数の増加に伴い急峻に減少していることが分かる。これは容量に並列で存在する抵抗成分の影響である可能性がある。

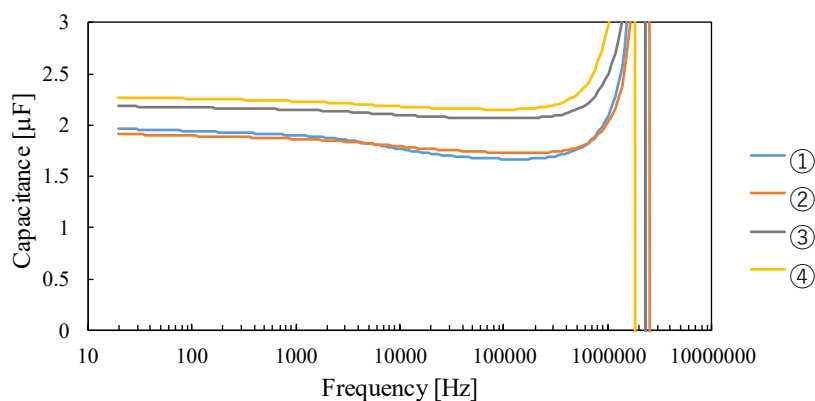


図 4-23 周波数－静電容量（セラミックコンデンサ）

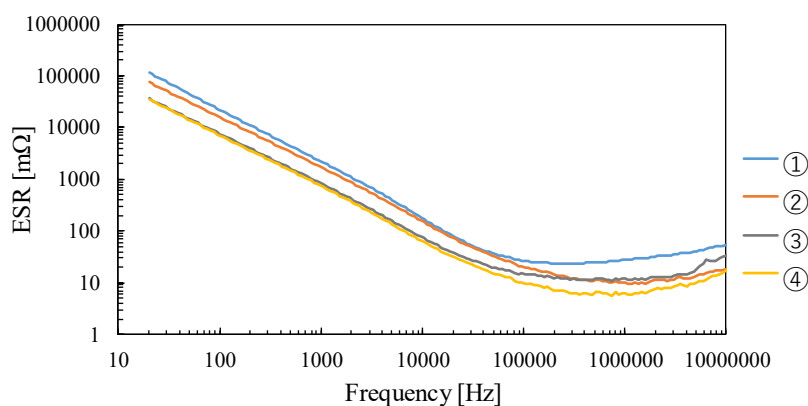


図 4-24 周波数－ESR（セラミックコンデンサ）

### 4.3.3 温度特性

B-H アナライザと恒温槽を用いて測定した静電容量と ESR の素子温度に対する変化をそれぞれ図 4-25, 図 4-26 に示す。電流周波数は 10 kHz, 電流振幅は 0.1 A で 0 °C から 100 °C の範囲で測定を行っている。静電容量については, ①の素子と②～④の素子で変化の傾向が異なっているが, これは温度特性規格の違いによるものと考えられる。温度特性規格が同じであれば, 変化の傾向は同様である。また, ESR に関しては温度の増加に対してどの素子も減少傾向であり, 特に温度特性規格が Z5U である①の素子が最も変化が大きい結果となった。

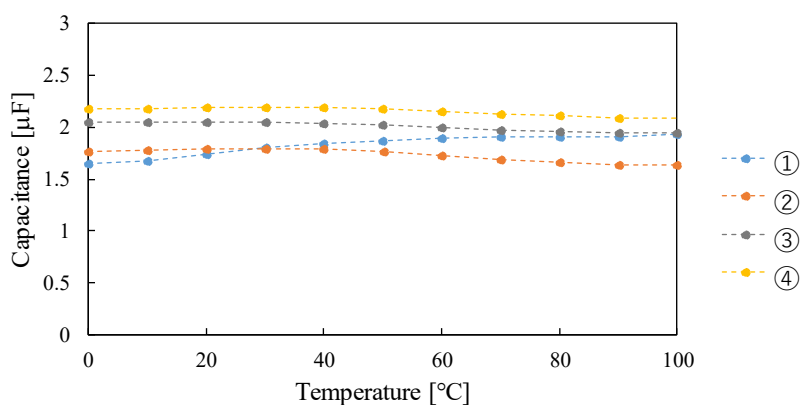


図 4-25 温度－静電容量（セラミックコンデンサ）

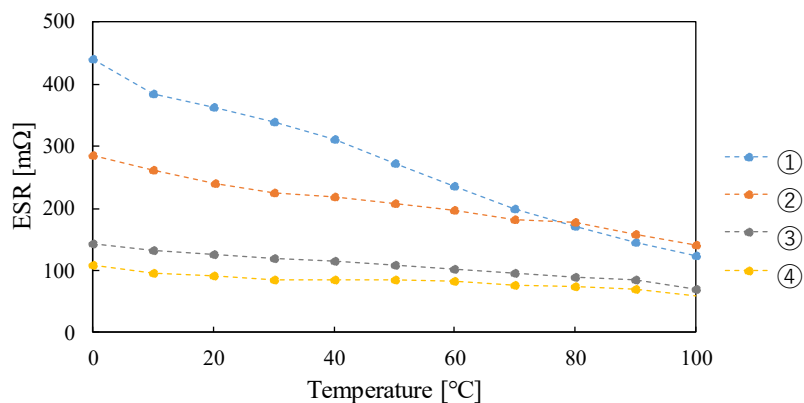


図 4-26 温度－ESR（セラミックコンデンサ）

### 4.3.4 DC バイアス電圧特性

静電容量と ESR の直流バイアス電圧に対する特性の測定を行った。B-H アナライザを用いて周波数 10 kHz, 電流振幅 0.01 A の測定条件で、重畳する直流電圧のみを変化させて測定している。測定結果をそれぞれ図 4-27, 図 4-28 に示す。重畳する直流電圧が大きくなるにつれて、静電容量が大きく減少していることが確認できる。変化の割合はそれぞれ異なるが、耐電圧が 50V であるにも関わらず定格内でも静電容量は下がっている。特に①Z5U の素子は 20V 印加時で通常の半分以下となるため、使用において注意が必要である。また、ESR は重畳直流電圧が増加するにつれてどの素子も増加する傾向であることが分かった。すなわち、直流電圧が重畳する環境で使用する場合には損失も増加するため温度上昇の観点においても同様に注意が必要である。

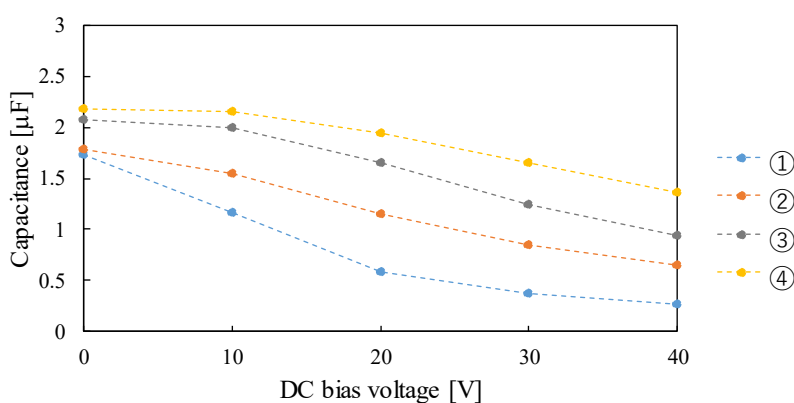


図 4-27 直流バイアス電圧－静電容量（セラミックコンデンサ）

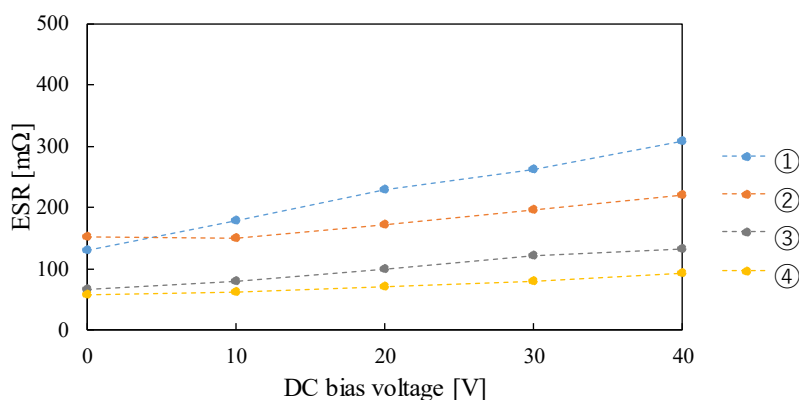


図 4-28 直流バイアス電圧－ESR（セラミックコンデンサ）

### 4.3.5 電流特性

静電容量と ESR の電流振幅特性の測定を行った。この測定は B-H アナライザを用いて、電流周波数 10 kHz 一定の条件下で電流振幅のみを変化させて測定を行っている。測定結果をそれぞれ図 4-29、図 4-30 に示す。静電容量は電流振幅が大きくなると増加することが分かった。特に①Z5U の素子において変化が大きいことが分かる。また、ESR に関しては電流が 0.5~1A までの間で急激に増加することが分かった。この変化は温度特性とは異なる傾向であり、どの素子においても確認できるため、温度上昇の影響ではなくセラミックコンデンサ自体が電流に対する依存性を有していると考えられる。したがって、インピーダンスアナライザで測定した ESR と実環境では、損失が大きく異なる可能性があり注意が必要である。また、印加電流が大きくなると電流波形の歪みを確認した。これらの電流特性については第 6 章 で原因について述べる。

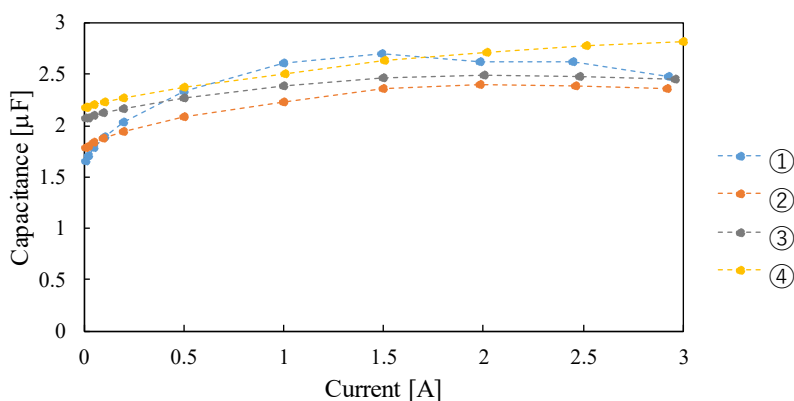


図 4-29 電流－静電容量（セラミックコンデンサ）

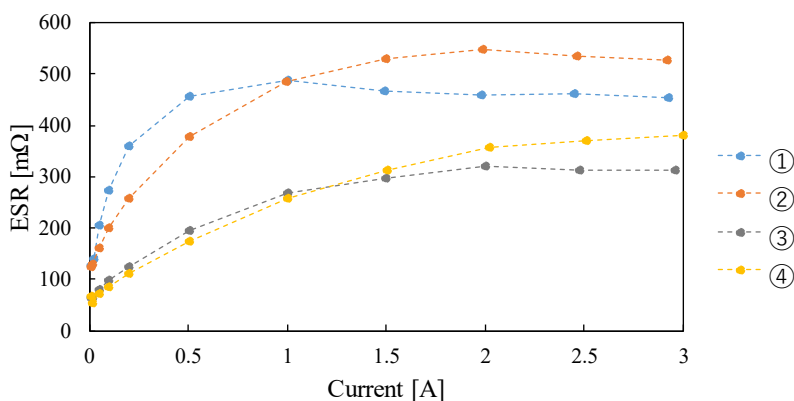


図 4-30 電流－ESR（セラミックコンデンサ）



## 4.4 まとめ

本章では、アルミ電解コンデンサ、フィルムコンデンサ、積層セラミックコンデンサについてそれぞれ複数社の周波数特性、温度特性、直流バイアス電圧特性、電流特性について測定し、比較を行った。その結果、多くの特性が個体ごとではなく誘電体や種類ごとの構造に大きく依存することを確認した。

アルミ電解コンデンサは、温度、周波数、電流値において静電容量と ESR がどの素子も同様の傾向で大きく変化することが分かった。したがって、回路動作時にはインピーダンスアナライザで測定した値と異なる損失が生じることが懸念され、実回路の動作条件を考慮した損失の把握が課題である。この課題の解決については、第 5 章 で述べる。

フィルムコンデンサは、誘電体フィルムの違いによって、温度、周波数、電流値に対する変化が異なることが分かった。また、同じ誘電体であれば同様の傾向を示しており、誘電体に起因する特性であることと考えられる。PET フィルムコンデンサは、温度、電流値、周波数によって ESR が大きく異なるが、PP フィルムコンデンサでは温度と電流値に対する変化は小さく、ESR そのものも小さいため電力変換回路での使用に優位であると考えられる。

セラミックコンデンサは、温度特性規格によって傾向に差異があることが分かった。Z5U と X7R について評価を行ったが、温度特性規格が優れている X7R の方が温度だけでなく電流値や直流電圧に対するパラメータの変動が比較的小さく、電力変換回路の使用に向いていると考えられる。また、ESR が電流の増加に伴い急激に上昇することから、インピーダンスアナライザの測定値から想定した値以上の損失が生じることが懸念される。この課題については、第 6 章 でより詳細な評価を行う。

## 第 5 章 アルミ電解コンデンサの損失評価

アルミ電解コンデンサは、第 4 章 でも述べたように電流振幅、温度、周波数といった条件に応じてどの素子においても ESR が大きく変化していることが明らかとなった。電流特性の測定時に素子の発熱が見られたため、発熱の影響を考慮した電流特性の評価が必要である。また、ESR に温度依存性があることから発熱時の素子内部の温度分布によっては電流密度の不均一性が懸念されるため、温度分布を把握する必要がある。本章では、これらの評価を行うとともに、得られた結果を元に回路動作時の素子の損失及び温度上昇を計算する手法について提案をし、実機検証の結果を示す。

### 5.1 温度特性を考慮した電流依存性の評価

#### 5.1.1 測定対象の諸特性

DUT としてアルミ電解コンデンサ（静電容量  $47\mu\text{F}$ 、耐圧 50V、定格電流リップル 155mA<sub>rms</sub>、直径 6.3mm）を使用する。選定理由として、比較的小さい素子であるため熱的に定常値に達するのが早く温度評価がしやすいことがあげられる。B-H アナライザを用いて対象コンデンサの ESR の各特性の測定を行った。測定結果をそれぞれ図 5-1～図 5-4 に示す。温度特性は、電流 0.1A、周波数 10kHz で測定を行っており、DC バイアス電圧特性は、0.1A の一定電流条件における 1kHz、10kHz、100kHz の 3 つの周波数で測定を行っている。いずれにおいても前章で示した結果と同様の傾向であることを確認した。

図 5-4 は周波数 10kHz において通流電流振幅のみを変化させて測定した電流特性を示している。素子表面温度は時間の経過とともに一定値に収束するため、電流を通流して十分に時間が経過してから測定を行っている。グラフ内の数字は赤外線サーモグラフィを用いて測定した DUT の測定時の表面温度である。電流の増加に伴って ESR が減少していることが確認できるが、表面温度も同様に上昇傾向にあるため温度特性の影響を受けていることが考えられる。

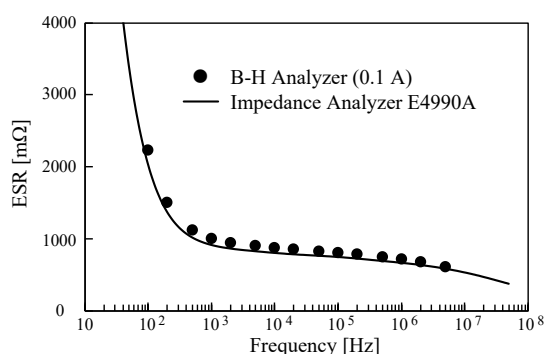


図 5-1 電流周波数－ESR

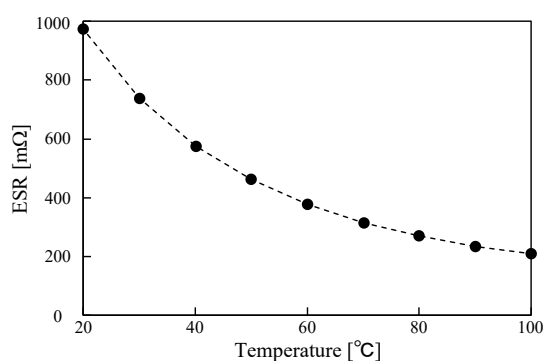


図 5-2 素子温度－ESR

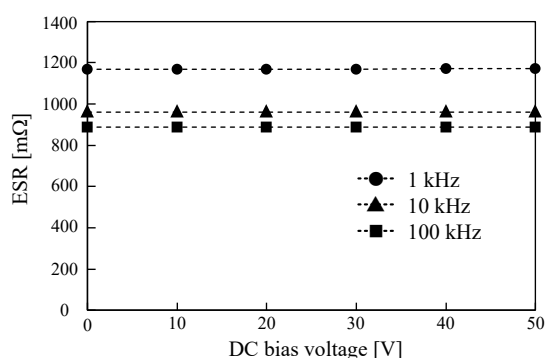


図 5-3 DC バイアス電圧－ESR

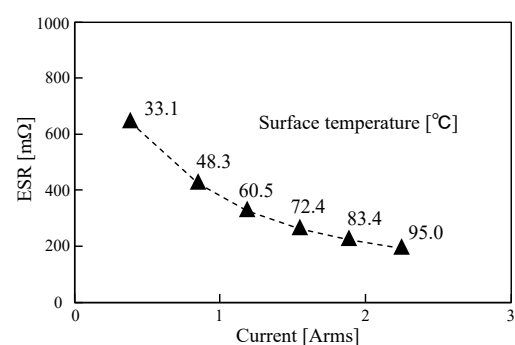


図 5-4 電流振幅－ESR

### 5.1.2 短時間通流による評価

連続して電流を通流した場合には、図 5-4 のように温度上昇の影響を無視できない。そこで、温度上昇の影響を少なくするために測定時の電流をできる限り短時間にして測定を行った。測定時の電流を 1 周期分だけ印加して測定する設定にして、測定周波数は 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 測定時の温度は恒温槽で 25 °C, 50 °C, 100 °C の条件下で測定した。測定結果を図 5-5 に示す。25°C においては ESR が変化しているが、50°C, 80°C と温度が上昇すると電流振幅が変化しても ESR が殆ど変化していないことが確認できる。これは、ESR は図 5-2 から分かるように温度が高いほど小さくなるため、同じ電流であっても発熱が小さくなり、影響を受けにくくなっているためであると考えられる。逆に、25°C の条件では短時間でも温度上昇してしまう。この原因は、測定が 1 周期分であっても仕様上、測定前にリトライ等の影響で数周期分の電流が通流することによるものである。

温度上昇の影響が小さくなる 100℃一定条件で短時間電流を通過して測定した結果と温度が定常状態になるまで電流を通過し続けて測定した図 5-4 の結果を比較したものを図 5-6 に示す。自己発熱時と比較して 100℃一定で短時間通過した場合には電流振幅に対する影響は殆ど無いことが分かる。したがって、電流印加時の ESR の変化は、素子温度の変化が原因であると考えられる。

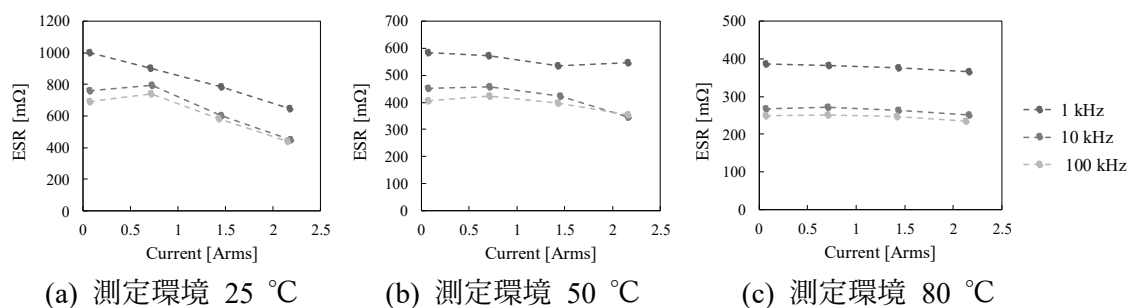


図 5-5 短時間電流通流における ESR 測定

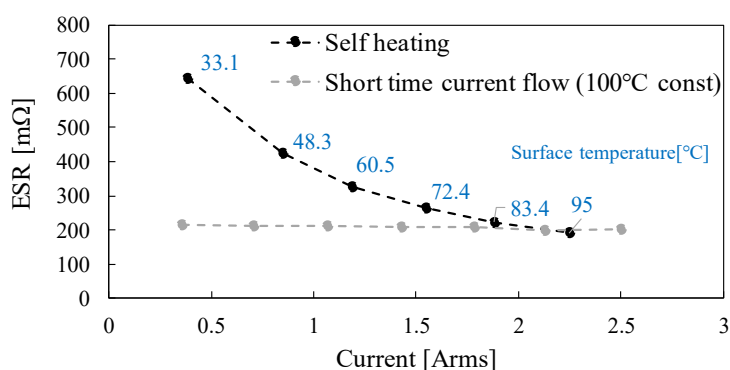


図 5-6 短時間通流時と一定時間通流時の ESR－電流特性の比較

### 5.1.3 自己発熱時の温度と ESR の関係

電流を通過して十分に時間が経過した自己発熱時の素子表面温度に対する ESR と恒温槽で周囲温度ごと素子温度を変化させて微小電流で測定した ESR を同じグラフにプロットした結果を図 5-7 に示す。電流振幅が異なっても温度に対して同様の傾向を示しており、このことから電流振幅への依存性が極めて少ないことが確認できる。しかしながら、傾向は同じであるものの ESR の値に差異が確認できた。また、図 5-6 においても恒温槽で 100℃一定で測定した値に対して 95℃の表面温度の時の自己発熱の場合の方が ESR の値が小さいことが分かる。これは、温度に対して単調減少する ESR の変化と矛盾する。したがって、自己発熱時の ESR は、素子表面温度と ESR の関係のみでは厳密に説明で

きないことが明らかとなった。この ESR の差異については、次の段落で説明する。

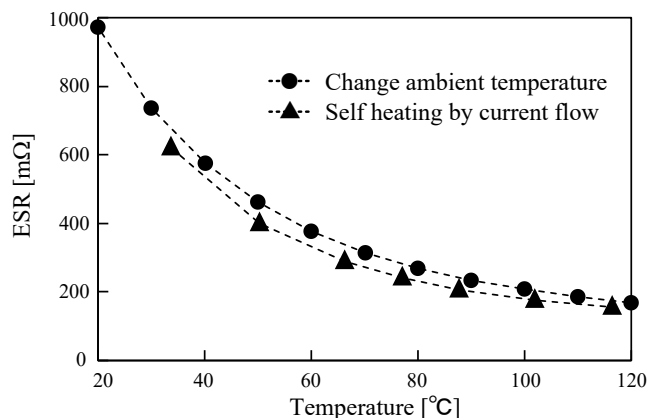


図 5-7 自己発熱時の素子表面温度に対する ESR

## 5.2 自己発熱時の熱解析

### 5.2.1 内部温度分布の測定

前段落で述べたように、自己発熱時の素子表面温度と ESR の関係は ESR の温度特性と差異が生じる。この原因として、図 5-8 に示すように自己発熱時には素子内部の温度が素子表面温度と異なっており、放熱に内部がより高温であることが考えられる。素子の内部温度分布が不均一であるとする、温度が高い部分では ESR が小さくなることによって電流集中することが懸念される。これは更なる温度の上昇を招き、素子破壊や寿命の低下といった問題に繋がる可能性がある。そこで、自己発熱時の内部の温度分布の測定を行った。

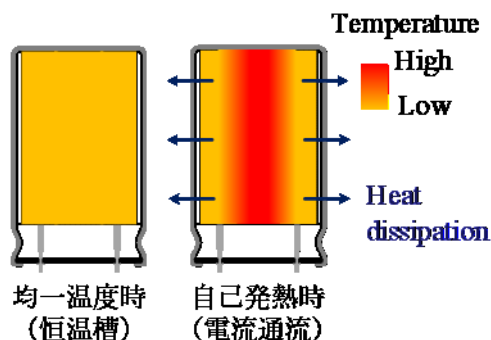


図 5-8 内部温度予想（左：恒温槽測定時，右：電流通流時）

アルミ電解コンデンサの簡易的な構造模式図を図 5-9 に示す。コンデンサ素子本体はアルミニウムケースに封入されており、コンデンサ素子の中央には巻込工程の際に生じる空洞がある。それぞれ素子中心温度を $T_{e-in}$ 、素子表面温度を $T_{e-surf}$ 、ケース温度を $T_c$ 、周囲温度を $T_a$ として、温度分布を把握するためにケース直径 35 mm のアルミ電解コンデンサ（静電容量 470 $\mu$ F、耐圧 450V、定格電流リップル 1850mA<sub>rms</sub>）に一定電流を通流して自己発熱をさせて、熱電対を用いて各部の温度の測定を行った。前段落と異なる DUT を選定した理由は、大きい素子の方が温度分布の差ができやすく、熱電対挿入時の影響も小さくため、測定を行いやすいためである。ただし、定常値に達するまで 40 分の時間を要するため、幅広い評価の解析には向かない。中心部の温度は図 5-10 に示すようにケースに微小な穴をあけて熱電対を中心に差し込んで測定し、本体表面部とケース表面部はそれぞれ熱電対をパテでつけることで測定をおこなった。4A 通流時の測定結果を図 5-11 に示す。横軸は素子中心部からの距離であり、縦軸はそれぞれの位置における温度を示している。この結果から素子本体部分の温度勾配は素子とケース間の温度勾配に対して極めて小さく素子は均一に近い温度分布になっていると考えられる。その理由は、素子本体とケースの間に存在する空気層の熱伝導率がコンデンサ素子の熱伝導率と比較して相対的に小さいためである。素子本体は、表 6-1 に示した物性値から分かるように熱伝導率が空気よりも 1 万倍以上高いアルミ電極を巻いた構造であるために温度が均一に分布していることが推察される。したがって、この実験では素子本体の上部と下部の温度差を考慮していないが同様に均一であると考えられる。

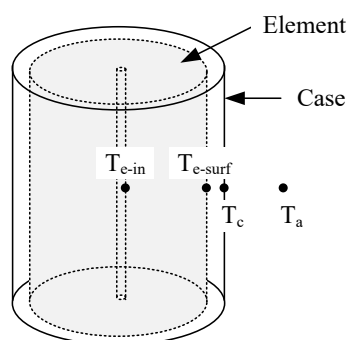
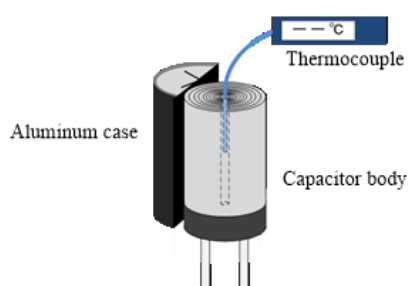


図 5-9 アルミ電解コンデンサの構造模式図



(a) 測定イメージ



(b) 実際の測定写真

図 5-10 アルミ電解コンデンサの内部温度測定

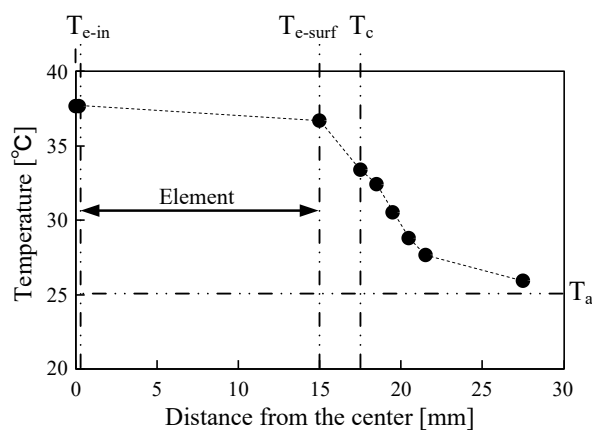


図 5-11 アルミ電解コンデンサの温度分布測定結果 ( $\phi = 35 \text{ mm}$ )

表 5-1 物質ごとの熱伝導率 (1atm, 20°C) [28]

種類	熱伝導率 $[\text{W}/(\text{m}\cdot\text{K})]$
空気	0.0157
アルミニウム	204.00

確認実験として、電流通流による自己発熱時の素子中心温度に対する ESR と素子表面温度に対する ESR を比較した結果を図 5-12 に示す。素子本体温度に対する ESR を赤色、素子表面温度に対する ESR を灰色でプロットしており、中心温度は熱電対で、表面温度は赤外線サーモグラフィでそれぞれ測定している。直径 6.3mm のコンデンサと 35mm のコンデンサ、どちらにおいても素子中心温度に対する ESR が黒色でプロットした恒温槽を用いて測定した素子温度－ESR の関係と一致しており、図 5-7 で示した差異が素子本体とケース間の空気層による温度差だったことが確認できた。

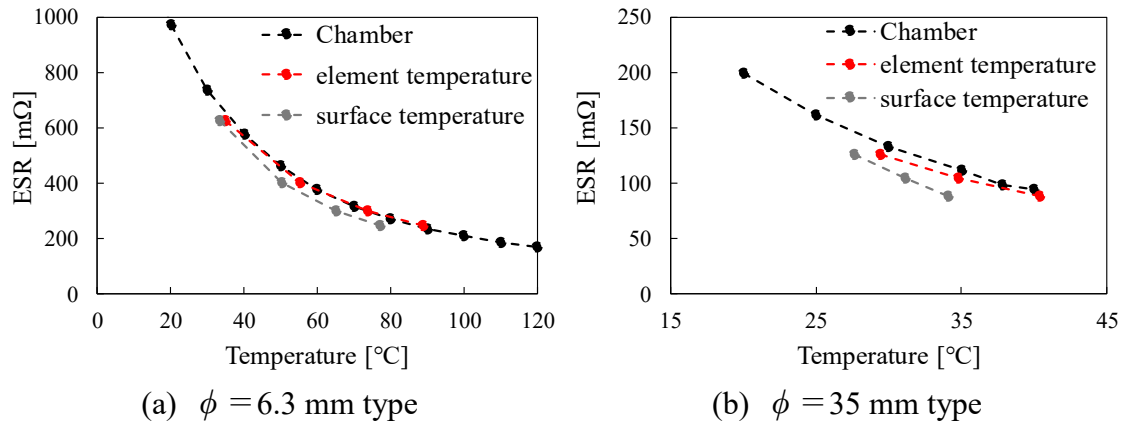


図 5-12 素子中心温度に対する ESR

### 5.2.2 熱抵抗モデル

アルミ電解コンデンサは ESR に温度依存性があるため、回路動作時の損失を把握するためには熱抵抗を把握し、損失と温度上昇の関係を明確にする必要がある。本研究では、前段落の結果を元にコンデンサの素子本体温度が均一な温度分布として扱う。したがって、素子本体の熱抵抗を 0 に近似できるため、熱抵抗モデルは図 5-13 に示すように表現できる。ここで、示している熱抵抗モデルは熱的に定常状態における系でのみ成り立つものであり、熱的な過渡解析には熱容量等を導入する必要があることに注意を要する。 $R_{th(e-c)}$  は素子本体からアルミケース、 $R_{th(c-a)}$  はアルミケースから周囲空気温度までの熱抵抗をそれぞれ表しており、次式で計算できる。

$$R_{th(e-c)} = \frac{T_{e-surf} - T_c}{P_{loss}} \quad (5-1)$$

$$R_{th(c-a)} = \frac{T_c - T_a}{P_{loss}} \quad (5-2)$$

したがって、これらの熱抵抗は電流を印加して定常状態に達した際のそれぞれの温度と損失を測定することで求められる。ここで、素子本体の温度上昇 $\Delta T_{cap}$ とコンデンサ損失 $P_{loss}$ の関係は、熱抵抗を用いて次式で表される。

$$\begin{aligned} \Delta T_{cap} &= T_{e-surf} - T_a \\ &= (R_{th(e-c)} + R_{th(c-a)}) \cdot P_{loss} \end{aligned} \quad (5-3)$$



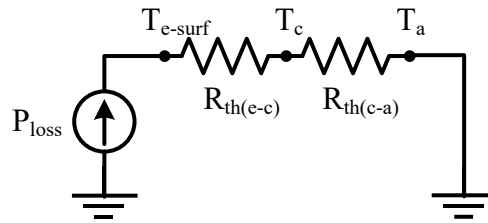


図 5-13 アルミ電解コンデンサにおける熱抵抗モデル

### 5.2.3 熱抵抗の素子非破壊での測定方法

前段でも述べたように、熱抵抗を得るためにはある一定電流が通流した状態での損失、素子本体温度、ケース温度、周囲温度の値が必要となる。素子本体温度は熱電対を挿入することでも測定できるが熱電対線を挿入するためにはコンデンサのケースに微小な穴を開ける必要がある。しかし、アルミケースに穴を開けると電解液の揮発により特性が大きく変化する問題がある。また、素子の表面積が小さい場合、熱電対からの熱伝導で温度が変化して正確な測定が困難になる。そこで、本論文では非破壊で $R_{th(e-c)}$ の値を得る方法を提案する。

先述したように電流依存性が無く自己発熱時の素子本体の温度分布が均一であることから、完全に均一な温度分布であると仮定すると、恒温槽で測定した ESR の温度特性は自己発熱時において素子温度と ESR の関係として考える事ができる。図 5-14 に示すように、恒温槽で測定した ESR の温度特性を素子本体温度と ESR の関係として、計測した ESR の値から内部本体温度を推定することができる。また、周囲温度とケース温度は赤外線サーモグラフィで計測し、コンデンサ損失は B-H アナライザで計測する。このようにして損失、ESR、ケース温度、周囲温度を同時に測定することにより各部の熱抵抗を得ることができる。

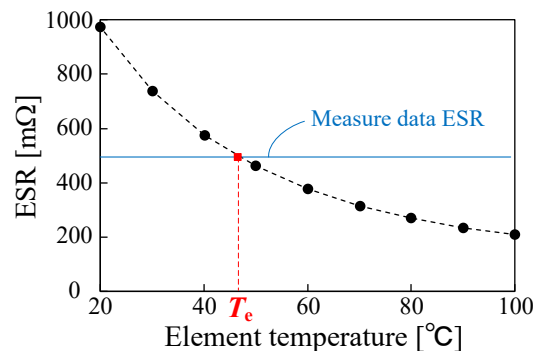


図 5-14 ESR 値からの素子温度推定

## 5.3 損失計算手法

### 5.3.1 損失計算に使用するパラメータの検討

半導体電力変換回路においてコンデンサに流れる電流は、回路の他のパラメータによって決定される場合が多い。例として、降圧チョッパ回路の出力側平滑用コンデンサはインダクタのリプル電流が流れるが、このリプル電流はスイッチング周波数、入力電圧、Duty 比、インダクタンス値で決定される。コンデンサの設計は、既に他のパラメータから電流が決定したうえで、蓄積エネルギー、耐電圧、耐電流リプル等を指標に選定する。したがって、この点に着目し本研究ではコンデンサ電流波形を既知とした場合の損失を計算する手法について検討を行う。

ここで、損失計算における課題を整理する。コンデンサの損失は流入電流を  $I$  とすると損失  $P_{\text{loss}}$  は次式で表される。

$$P_{\text{loss}} = ESR \cdot I_{\text{RMS}}^2 \quad (5-4)$$

前段までで、ESR は電流に対する依存性は極めて小さいが素子温度と電流周波数に依存して変化することが分かっている。それに対して、素子の温度上昇は (2-2) 式より損失に応じて変化するが、(5-4) 式において ESR が温度依存性を有するため損失も温度に応じて変化するため相互に値が変化し損失予測が困難である。また、電流周波数に対して柔軟に損失を計算する必要がある。そこで、任意の電流周波数と素子温度に対する ESR の値を得る方法を検討する。

ESR は温度に対しては次式で近似できることが報告されている [11]。  $a$ ,  $b$ ,  $c$  はそれぞれ実測データを近似して得ることができるパラメータである。

$$ESR = a \cdot \exp\left(-\frac{T}{b}\right) + c \quad (5-5)$$

しかし、通流電流の周波数が変わるとそれぞれのパラメータも変化するため、使用する周波数ごとに式が異なり、今回の計算には向かない。そこで、本研究では実測データをベースに ESR を参照する手法を用いる。図 5-15 に示すように周波数と素子温度をそれぞれ変化させたときの ESR を取得し、図 5-16 に示すようにマップデータを MATLAB のカーブフィッティングツールを用いて 5 次多項式で曲面近似することで得られた式を ESR の関数として使用する。測定点が多いほど近似関数は正確となると考えられる。ここでは  $8 \times 8$  の 64 点で測定を行っている。図 5-17 は測定された元のマップデータと近似曲面の残差を示してい

る。データの測定範囲内であれば誤差は最大で 4.2% 以内であり、取得した近似式を用いることによって周波数と素子温度から ESR を算出することができる。ここからは、この方法を求めて導出した周波数と温度に対する関数  $ESR(f, T)$  を計算に用いる。

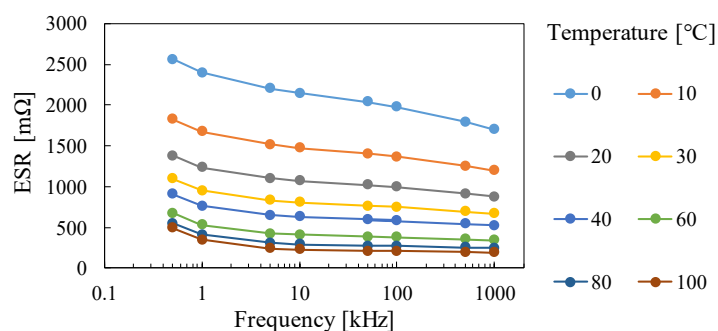


図 5-15 ESR の周波数と温度に対するマップデータ

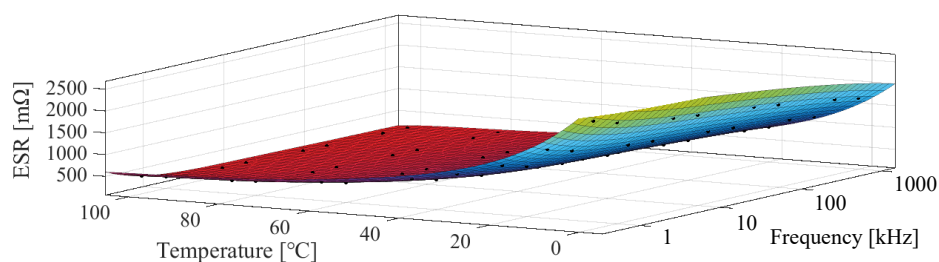


図 5-16 ESR の近似曲面

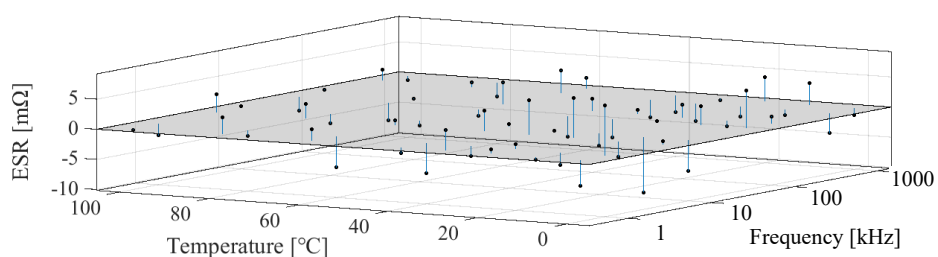


図 5-17 近似曲面と元データの差異

### 5.3.2 正弦波電流に対する損失計算

コンデンサに電流が通流すると損失による温度上昇と温度上昇による ESR の減少により相互に変化していくが ESR が減少の方向であるために時間の経過とともに一定の値に収束する。ESR( $f, T$ )における  $T$  はコンデンサの素子本体の温度であり、これは周囲温度とコンデンサ温度上昇値の和である。したがって、単一周波数電流が通流した場合のコンデンサの損失 $P_{\text{loss}}$ は、電流を  $I$ 、周波数を $f_1$ とすると関数化したESR( $f, T$ )を用いて次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} P_{\text{loss}} &= \text{ESR} \cdot I_{\text{RMS}}^2 \\ &= \text{ESR}(f_1, \Delta T_{\text{cap}} + T_a) \cdot I_{\text{RMS}}^2 \end{aligned} \quad (5-6)$$

(5-3)、(5-6)式からコンデンサの温度上昇 $\Delta T_{\text{cap}}$ は次式で表すことができる。

$$\Delta T_{\text{cap}} = (R_{\text{th}(e-c)} + R_{\text{th}(c-a)}) \cdot \text{ESR}(f_1, \Delta T_{\text{cap}} + T_a) \cdot I_{\text{RMS}}^2 \quad (5-7)$$

ESR 関数、熱抵抗が事前の測定により既知であれば、室温と電流波形から $T_a$ 、 $f_1$ 、 $I$ は与えられるため未知数は $\Delta T_{\text{cap}}$ のみとなるためこの式を解くことで導出できる。温度上昇を計算できれば、(5-3)式から損失も同様に求めることができる。しかし、実際に式を解くにあたって関数ESR( $f, T$ )が5次の多項式であるため計算が煩雑となる。そこで、実際の計算では未知変数である温度上昇 $\Delta T_{\text{cap}}$ がとりうる値の範囲が0°Cから80°Cといった範囲以内であることに着目して0.1刻みで変数 $\Delta T_{\text{cap}}$ に値を代入して代入した $\Delta T_{\text{cap}}$ と計算から得られた $\Delta T_{\text{cap}}$ を比較して最も小さくなる点を解として得る。温度上昇計算の計算過程を図5-18に示す。

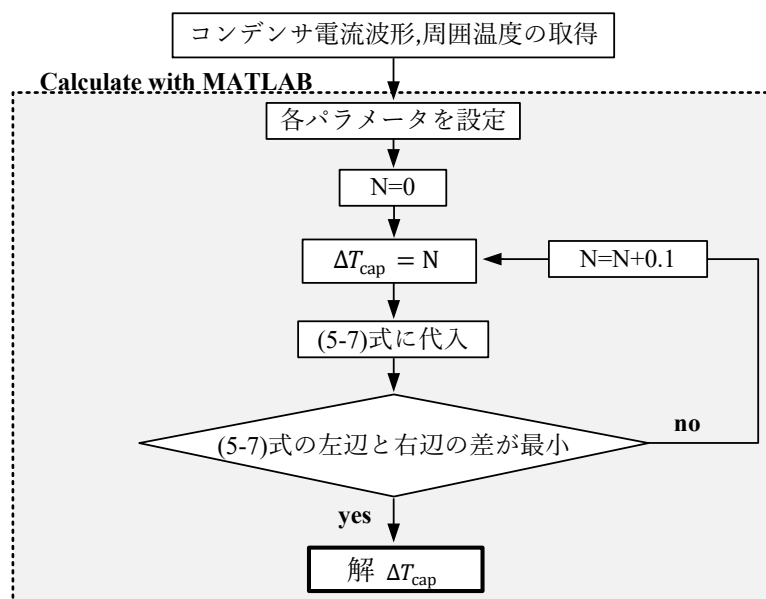


図 5-18 正弦波電流に対する損失の計算フローチャート

計算過程の具体例として図 5-19 のような電流が通流する例を示す。この電流波形を MATLAB で読み込み、周波数と電流振幅を取得して、( 2-2 )式において  $\Delta T_{\text{cap}}$  に 0.1 刻みで値を代入して右辺と左辺を計算する。図 5-20 に、実際に室温 25°Cにおいて左辺と右辺を計算してプロットしたものを示す。2つの線の交点が( 2-2 )式の等号が成立する点であり、温度上昇は時間の経過とともにこの点に収束する。右辺が変数 $\Delta T_{\text{cap}}$ の増加とともに減少しているのは、ESR の温度特性に起因する。また、図から 0~75 の範囲でプロットしていることが読み取れるが、これは ESR の関数が精度を保証するのが、元のマップデータの範囲、すなわち今回では 100°C以内であり、室温が 25°Cであると素子の温度上昇としては 75°Cまでしか正確に計算できないためである。もし、さらに高温度を想定して計算する場合にはマップデータの温度範囲をより広く測定しておけばよい。ただし、温度上昇が 0°C未満, 75°C以上になることは実用上少ないと考えて今回はこの範囲としている。

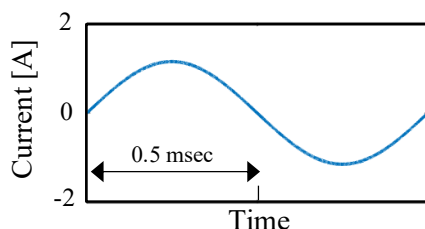


図 5-19 コンデンサ電流

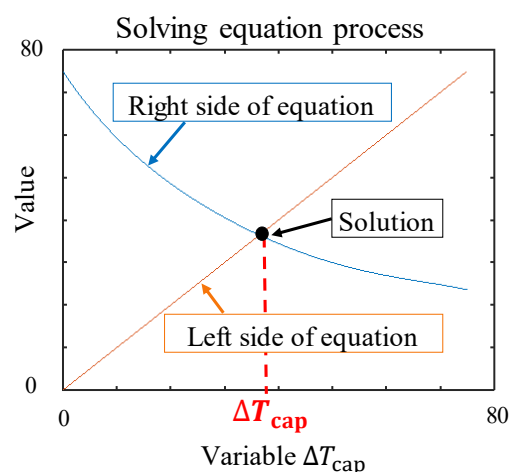


図 5-20 図式的な解の取得過程

### 5.3.3 非正弦波電流に対する損失計算

電力変換回路でコンデンサを使用する場合、流入する電流は非正弦波形となることが考えられる。コンデンサに複数の周波数成分を含んだ電流が印加された時の損失は、単一正弦波電流が印加された時の損失とは異なる値となることが既に報告されている [16]。これは、第 4 章 で示したように正弦波周波数に応じて ESR が変化するためである。強誘電体コンデンサの場合には正弦波電流に対して電圧波形歪みが生じるが、アルミ電解コンデンサの場合には歪みは殆ど

生じない。したがって、非正弦波電流は(2-2)式に示すフーリエ級数記述して以下のように周波数成分毎の損失が計算できる。

$$I(t) = I_{f1}\sin\omega_1 t + I_{f2}\sin\omega_2 t + I_{f3}\sin\omega_3 t + \cdots \quad (5-8)$$

電流の実効値は三角関数の直交性から(5-9)式で記述されるので、(6)式の損失はESRの周波数依存性を考慮して(2-2)式で記述される。

$$\begin{aligned} I_{\text{RMS}}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T I(t)^2 dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T (I_{f1}\sin\omega_1 t + I_{f2}\sin\omega_2 t + \cdots)^2 dt \\ &= I_{f1\text{RMS}}^2 + I_{f2\text{RMS}}^2 + I_{f3\text{RMS}}^2 + \cdots \end{aligned} \quad (5-9)$$

$$\begin{aligned} P &= \text{ESR} \cdot (I_{f1\text{RMS}}^2 + I_{f2\text{RMS}}^2 + I_{f3\text{RMS}}^2 + \cdots) \\ &= \text{ESR}_{f1} \cdot I_{f1\text{RMS}}^2 + \text{ESR}_{f2} \cdot I_{f2\text{RMS}}^2 + \cdots \end{aligned} \quad (5-10)$$

ここで(5-7)式に(2-2)式を代入すると(5-11)式を得る。

$$\begin{aligned} \Delta T_{\text{cap}} &= (R_{\text{th(e-c)}} + R_{\text{th(c-a)}}) \\ &\cdot \{ I_{f1\text{RMS}}^2 \cdot \text{ESR}(f_1, \Delta T_{\text{cap}} + T_a) + I_{f2\text{RMS}}^2 \cdot \text{ESR}(f_2, \Delta T_{\text{cap}} + T_a) + \cdots \} \end{aligned} \quad (5-11)$$

正弦波電流における計算と同様に、(5-11)式を解くことにより、周波数特性と温度特性を考慮したコンデンサの温度上昇と損失を求めることができる。電流波形から温度上昇を求めるときの計算過程を図5-21に示す。各周波数成分の電流振幅はMATLABでフーリエ変換をすることで得られる。

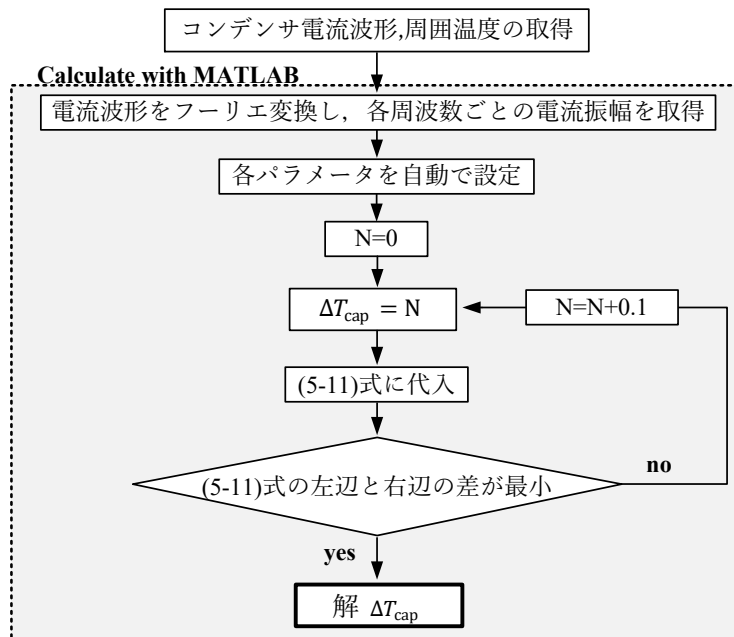


図 5-21 非正弦波電流に対する損失の計算フローチャート

計算過程の具体例として図 5-22 のような矩形波電流が通流する例を示す。この電流波形を MATLAB で読み込み、フーリエ変換を施すことで図 5-23 に示すように各周波数成分における電流振幅を取得して、(5-11)式において $\Delta T_{\text{cap}}$ に 0.1 刻みで値を代入して右辺と左辺を計算する。図 5-24 は、実際に室温 25°Cにおいて左辺と右辺を計算してプロットしたものであり、2つの交点が解と得られることが確認できる。一連の流れをまとめた図を図 5-25 に示す。以上より任意の電流波形に対する正確な温度上昇と損失を計算可能である。

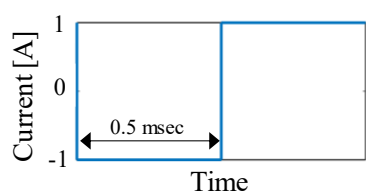


図 5-22 コンデンサ電流

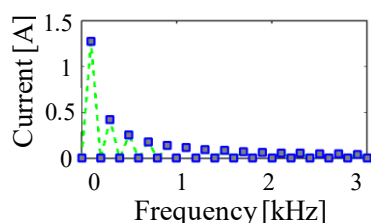


図 5-23 フーリエ級数展開結果

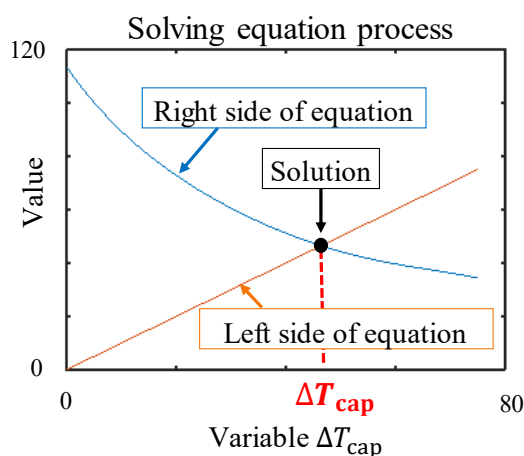


図 5-24 図式的な解の取得過程

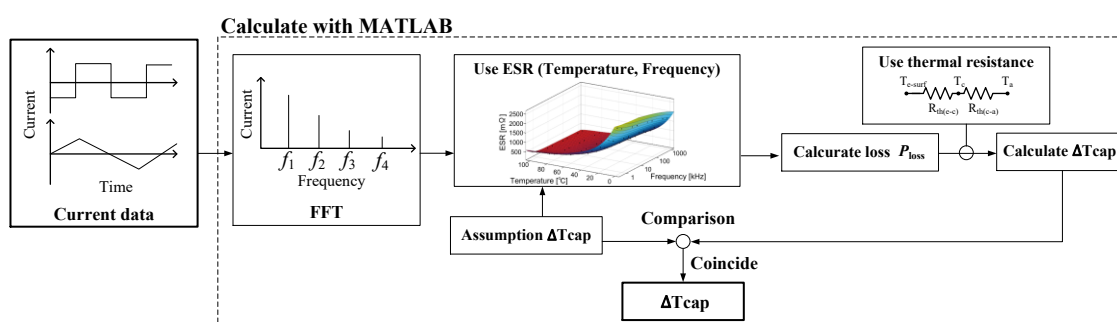


図 5-25 計算の流れ

### 5.3.4 フーリエ級数の計算範囲

フーリエ級数展開において計算する次数について検討を行う。ここで、関数化した ESR の値が保障される範囲は近似に使用している範囲しか精度を保証することができない。この実測できる範囲は 10Hz ~ 5MHz であるので、マップデータの実測値が 5MHz であるとする ESR の正確な値は 5MHz までの範囲で取得可能となるため、フーリエ級数展開により計算する場合にはこの範囲以内にする必要がある。例えば、基本波周波数の 100 倍の次数まで考慮する必要がある波形では、基本波周波数は 50kHz までの波形しか計算することができないということに注意が必要である。ここで、実際に降圧チョップ回路の入力側に通流するコンデンサの電流波形を考える。図 5-36 の(a)に電流波形を、(b)にその電流波形のフーリエ級数展開結果を示す。この図からも分かるように矩形波のような波形には基本波周波数の 100 倍以上の範囲における電流振幅は極めて小さいことが確認できる。電力で考えると、電流値の 2 乗で影響が生じるため高調波の影響は更に微小になる。考慮する次数による電流の再現波形の違いを図 5-27 に赤色の線で示す。100 次では概ね同様の波形であるが実測波形とは若干の差異があり、200 次、500 次としていくと元の波形に近づいていき、5000 次まで考慮すると実測波形と殆ど等しくなる。図 5-28 に 100 次まで考慮して計算、200 次まで考慮して計算、500 次まで考慮して計算した結果をプロットしているが、0.27% 以内の差異であり損失は殆ど変わっていないことが確認できる。したがって、矩形波や三角波のような波形においては基本波周波数の 100 倍付近まで計算を行うことで正確な損失の計算が可能であると考えられる。ただし、これらと異なる波形の場合には対象の波形ごとにフーリエ級数展開によって電流の周波数の分布を把握して考慮すべき次数を予め検討する必要がある。

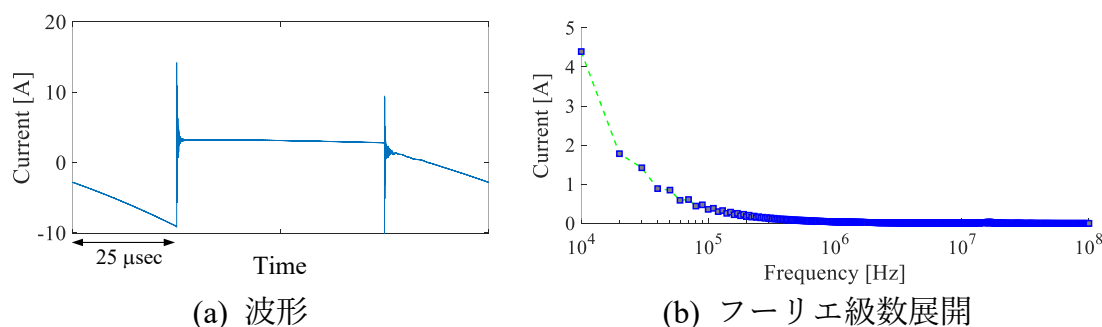


図 5-26 コンデンサ実測電流



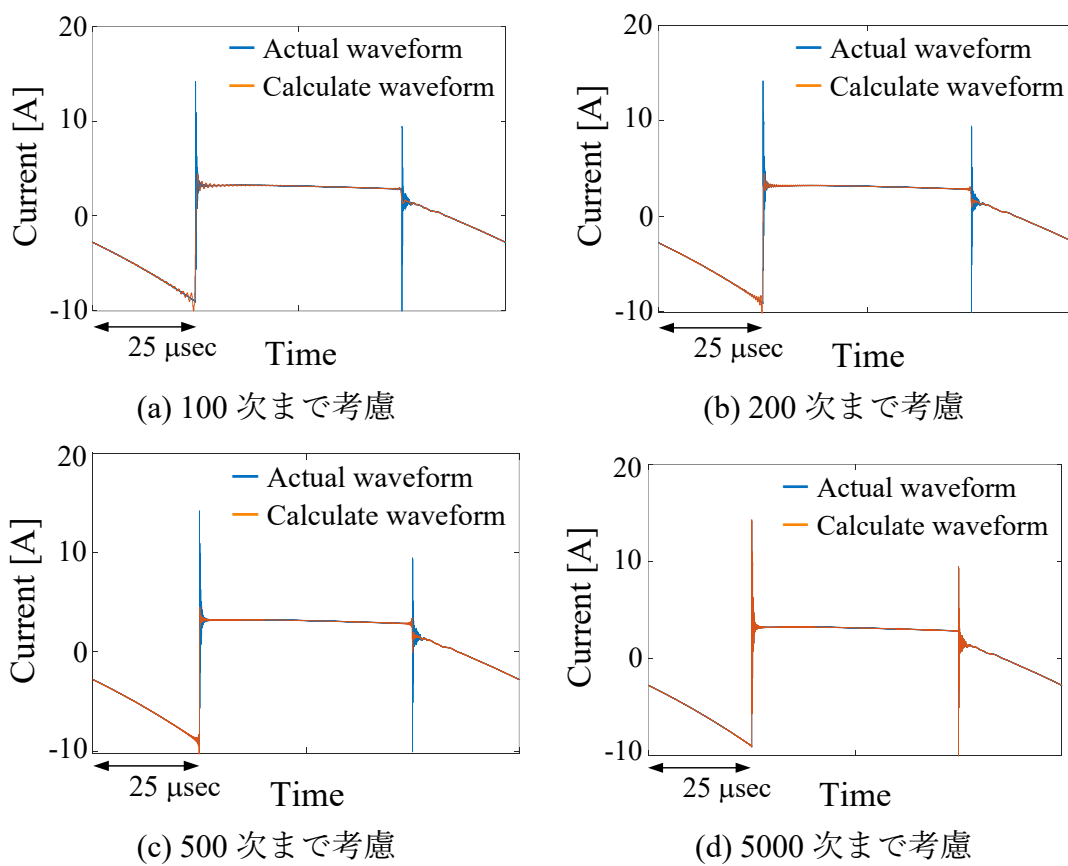


図 5-27 コンデンサ電流波形

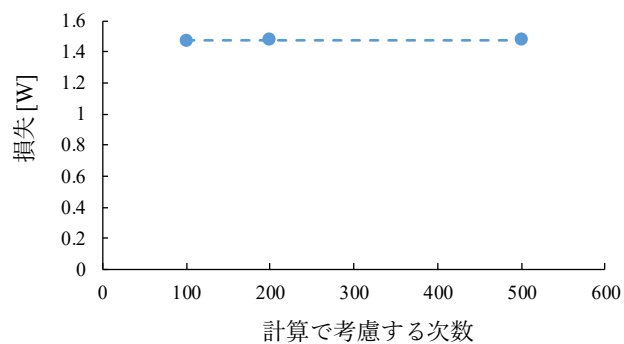


図 5-28 計算に考慮する次数と損失計算結果

## 5.4 実機検証

前節で述べた計算手法について検証実験を行い、妥当性を確認する。また、検証において降圧チョッパ回路のパラメータを変化させコンデンサ損失の様態を把握する。

### 5.4.1 簡易測定回路を用いた検証実験

実機回路で検証する前段階として、コンデンサに直接電流を印加する回路を用いてそれぞれの計算の妥当性の検証を行う。図 5-29 に示すように、DUT にパワーアンプを用いて電流を通流して電流波形と周囲温度を測定することで電流波形から提案の方法で温度上昇を計算しており、同時に赤外線サーモグラフィを用いてケース表面温度の測定を行い実測と計算値で比較を行っている。電力損失ではなく温度上昇で比較する理由は、温度は赤外線サーモで容易に測定できるのに対して、受動素子の損失を電流と電圧から測定する場合にはオシロスコープに接続する電流プローブと電圧プローブの位相遅延を考慮して測定する必要があり工夫が必要となるためである。温度上昇と損失は比例関係であるため温度が一致していれば、損失も同様に正確に計算できているものとする事ができる。電流波形としては 1 kHz, 10 kHz での単一正弦波電流, 2 つの正弦波を重畳した非正弦波電流でそれぞれ測定を行った。単一正弦波電流通流時の測定の結果を図 5-30 に示す。実測値と電流波形から計算した推定値が誤差 10 % 以内であり熱抵抗を用いた温度計算の妥当性を確認した。また、図 5-31 に(a)に示すような 1 kHz, 10 kHz の正弦波の重畳電流印加時の測定結果を示す。実測値と推定値が誤差 10 % 以内であり、フーリエ変換を用いた(5-11)式による計算が妥当であると考えられる。また、図 5-32 は簡易測定回路による検証実験において温度上昇に対して推定値の誤差率をプロットしたものであるが、温度上昇が小さくなると誤差率が上昇傾向にあることが分かった。この原因として、温度上昇が小さいと温度測定時の定在的な測定誤差が支配的になっていることが考えられる。

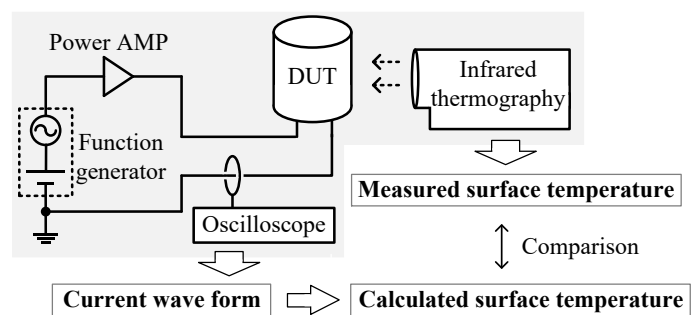


図 5-29 簡易評価用測定回路

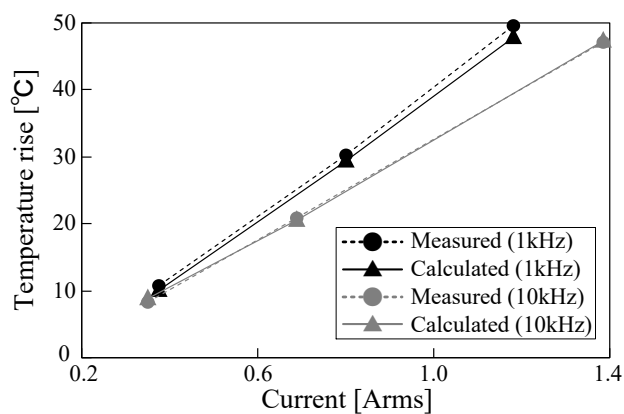


図 5-30 正弦波重畳電流通流時の温度上昇

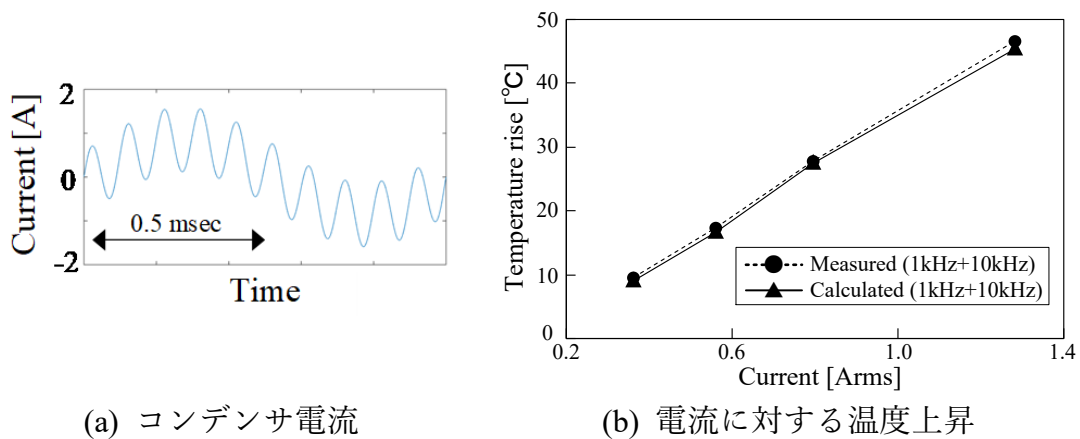


図 5-31 正弦波重畳電流通流時の温度上昇

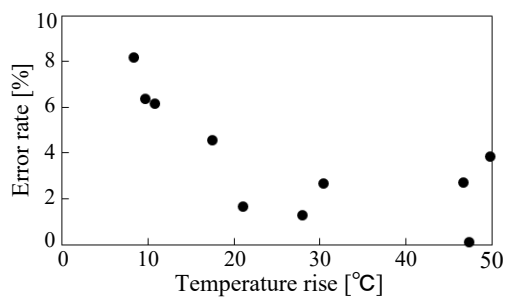


図 5-32 検証実験の温度上昇に対する誤差率

また、温度上昇が生じない微小電流値において、重畳する 2 つの正弦波周波数の振幅を変化させてそれぞれ B-H アナライザを用いて ESR の測定を行った。図 5-33 に示すように 2 つの信号を出力できるファンクションジェネレータを用いて測定対象に電流を印加している。( 5-11 )式による計算より電流周波数成分比の 2 乗割合に応じて ESR は線形的に変化すると考えられる (詳細は( 5-16 )式を参照)。そこで、実際に 2 つの正弦波電流重畳時の重畳比率を変化させていき、2 乗比に対してプロットした結果をそれぞれ図 5-34 に示す。例として、(a) の 0% は 10kHz 成分が 0%含まれていることを意味しており 1kHz の正弦波における ESR の測定値を表しており、逆に 100% は 10kHz 成分が 100%含まれることを意味しており 10kHz の正弦波における ESR の測定値を表す。1 kHz の正弦波に 10 kHz の正弦波を重畳した場合と 0.1 kHz の正弦波に 1 kHz の正弦波を重畳した場合でそれぞれ測定しているが、いずれにおいても理論値通りに重畳電流の 2 乗の比で ESR の値が変化していることが確認できる。

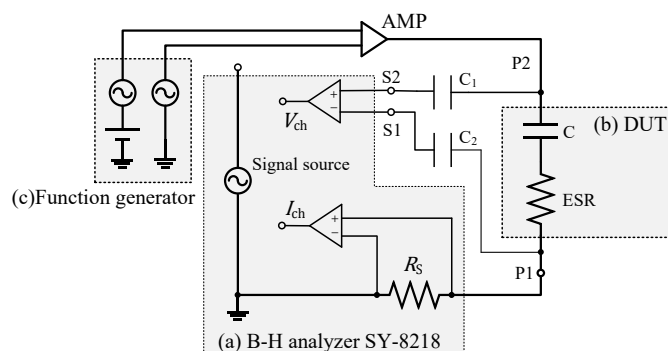


図 5-33 測定回路

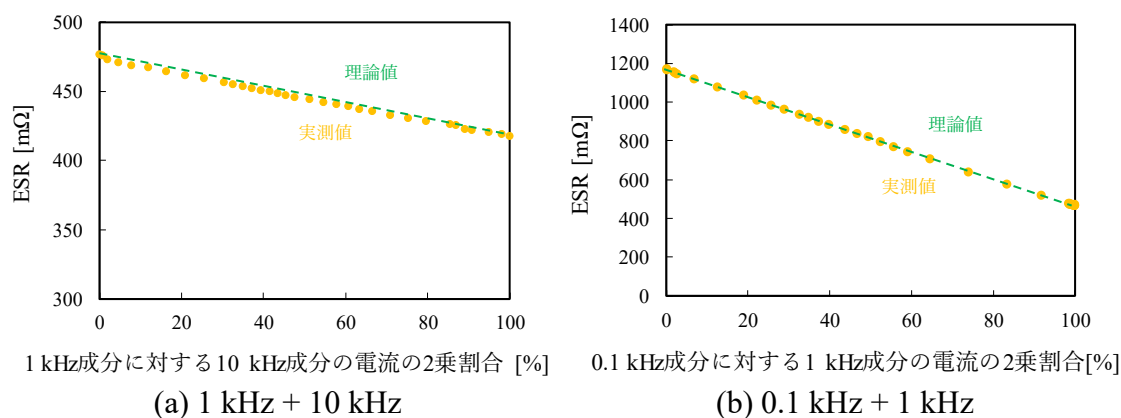


図 5-34 重畳電流成分の 2 乗割合に対する ESR の実測値

## 5.4.2 降圧チョッパ回路を用いた実機検証

図 5-35 に示す降圧チョッパ回路において，入力側デカップリング用コンデンサ  $C_1$  と出力側平滑用コンデンサ  $C_2$  の回路動作時の温度上昇を提案手法の計算値と実測値で比較検証を行った。表 5-2 に降圧チョッパ回路の仕様を示す。降圧チョッパ回路の検証においては，前段で使用した  $47\mu\text{F}/50\text{V}$  の素子に加えて，別のアルミ電解コンデンサ（静電容量  $47\mu\text{F}$ ，耐圧  $400\text{V}$ ，定格電流リップル  $435\text{mA}_{\text{rms}}$ ，直径  $16\text{mm}$ ）を測定対象に使用する。この測定対象コンデンサのマップデータと熱抵抗は前段で述べた方法で同様に測定しており，評価には同一の回路を使用する。インダクタ  $L_1$  は，入力側を電流源として，コンデンサに全てのリップル電流を通流させるために挿入している。Duty 比  $0.5$ ，入力電圧  $50\text{V}$  におけるそれぞれのコンデンサ電流の実測波形を図 5-36 に示す。どちらのコンデンサにおいても非正弦波かつ数 A の電流が通流していることが確認できる。

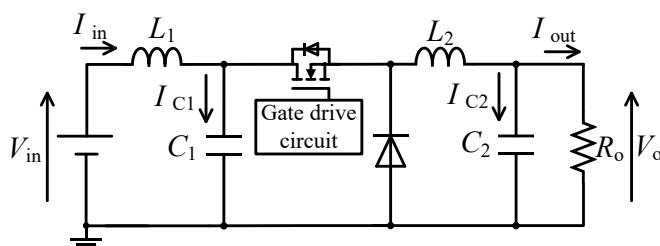


図 5-35 降圧チョッパ回路

表 5-2 降圧チョッパ回路の各パラメータ

Capacitor under test		50V limit type	400V limit type
Items	Symbol	Values	
Input voltage	$V_{\text{in}}$	10–50 V	40–240 V
Output voltage	$V_o$	0–25 V	0–120 V
Switching frequency	$f_{\text{sw}}$	10 kHz	40 kHz
Toroidal inductor	$L_1$	322 $\mu\text{H}$	322 $\mu\text{H}$
Toroidal inductor	$L_2$	329 $\mu\text{H}$	329 $\mu\text{H}$
Road resistor	$R_o$	10 $\Omega$	50 $\Omega$
Electrolytic capacitor	$C_1$	47 $\mu\text{F}$	47 $\mu\text{F}$
Electrolytic capacitor	$C_2$	47 $\mu\text{F}$	47 $\mu\text{F}$

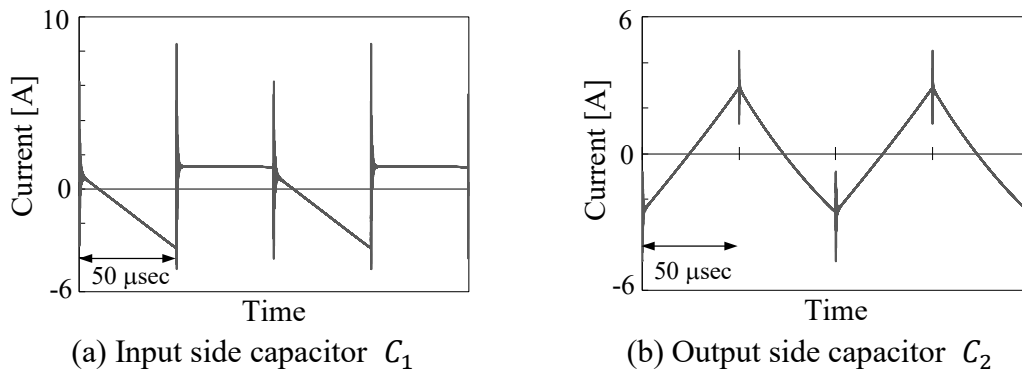


図 5-36 コンデンサ電流波形

回路入力電圧を変化させたときのコンデンサ通流電流に対する温度上昇を図 5-37, 図 5-38 に示す。50V 耐電圧の素子と 400V 耐電圧の素子それぞれ入力側と出力側で評価を行った。黒色の丸でプロットしているのが赤外線サーモを用いて測定した実測値であり、灰色の四角でプロットしているのはインピーダンスアナライザで測定した室温 25°C, 基本波周波数である 10 kHz, 40 kHz における ESR と通流電流を使用して次式より計算した温度上昇である。

$$\Delta T_{\text{cap}} = (R_{\text{th(e-c)}} + R_{\text{th(c-a)}}) \cdot \text{ESR} \cdot I_{\text{RMS}}^2 \quad (5-12)$$

ESR の温度特性と損失の波形依存性を考慮していないため、いずれにおいても温度が上昇すると実測値と大きく異なることが分かる。それに対して、黒の三角でプロットしているのは通流電流波形から提案の計算手法である(5-11)式から計算した温度上昇であるが、実測値と 20%以内の誤差で計算できていることを確認した。本来では電流実効値に対して損失、温度上昇は 2 乗の割合で変化するが、実測値、提案手法の計算値が共に電流実効値に対して比例的に変化しているように見えるのは ESR が温度の増加とともに低下していることに起因する。

続いて、47 μF/400 V のコンデンサを使用して、降圧チョップパの複数の回路負荷電流条件における入力側と出力側それぞれのコンデンサの温度上昇を実測と計算で比較を行った。この検証では、入力電圧 100 V, スイッチング周波数 10 kHz に固定して、回路の出力端子に接続された負荷抵抗のみを変更することで回路出力電流を変化させる。更に、降圧チョップパの Duty 比は 0.35, 0.5, 0.65 の 3 つの条件でそれぞれコンデンサにかかるストレスを評価する。回路負荷電流に対する温度上昇をプロットした結果を図 5-39 に示す。図 5-37, 図 5-38 と同様に実測値（黒色丸）と 25°C, 10 kHz における ESR を用いた計算値（灰色四角）と提案手法による計算値（黒色三角）の 3 つを比較している。この結果においても ESR を一定で計算すると実測と異なっており、提案手法の計算値が実測値と

同様の傾向であることが確認できる。図 5-40 にこの評価における提案手法の計算値と実測値の誤差をプロットしているが、殆どが 10%以内の誤差で計算できていることが分かる。この評価より、降圧チョップ回路において各コンデンサの電流ストレスは回路負荷電流とデューティ比によって異なり、入力側コンデンサと出力側コンデンサで傾向も異なっていることが分かる。これは、入力側コンデンサと出力側コンデンサで実効電流値やコンデンサ電流波形が異なるためである。ここで、入力側と出力側のコンデンサ電流実効値に対する温度上昇をプロットした結果を示す。入力側と出力側、さらには負荷電流や Duty 比が異なり電流波形はそれぞれ異なるにも関わらず、負荷電流が同一であれば温度上昇が近い傾向を示している。したがって、降圧チョップでは損失の波形に対する依存性が小さいことが考えられる。これについては、次の段落で詳細に考察を行う。

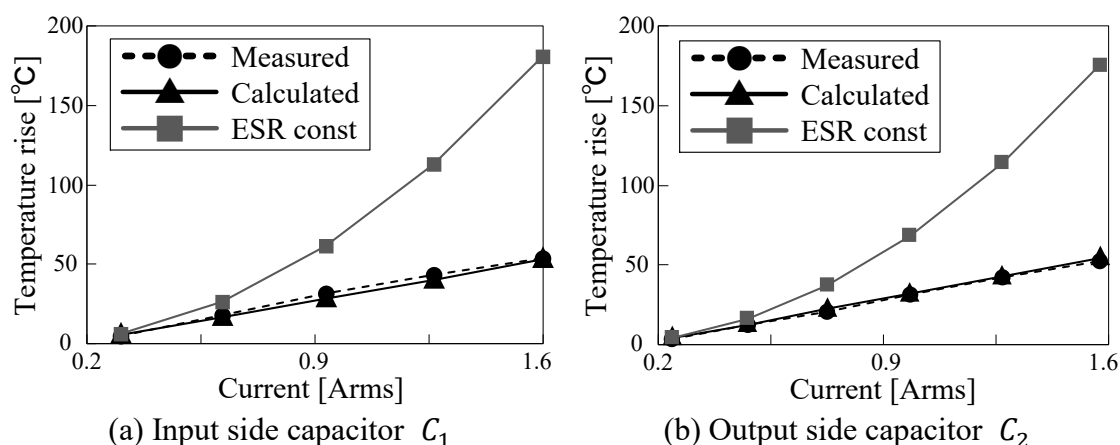


図 5-37 降圧チョップ回路 入力電圧変化条件での測定結果 (50V limit type)

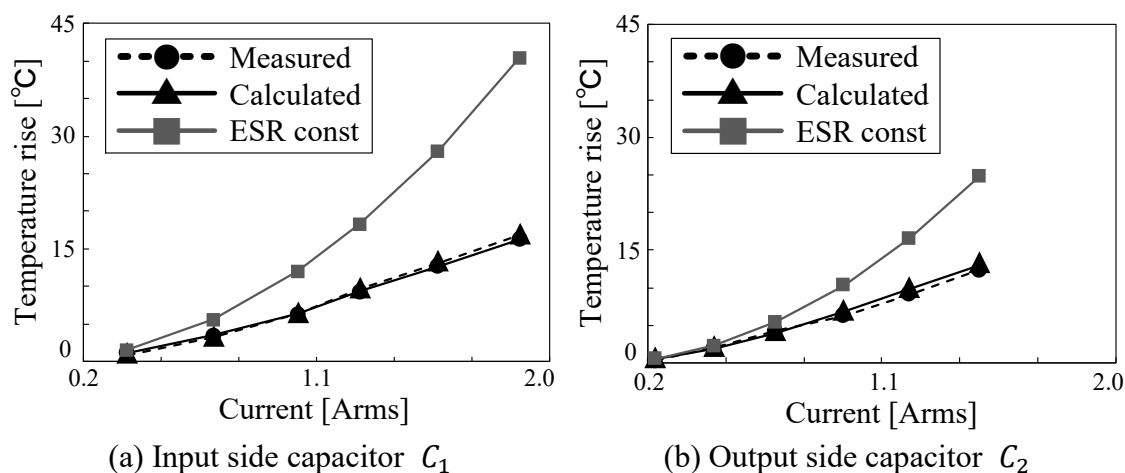
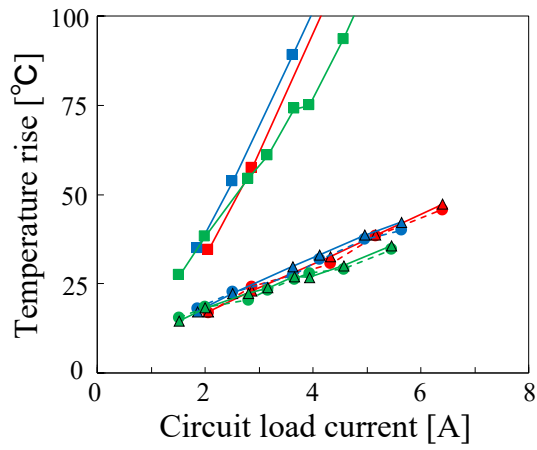
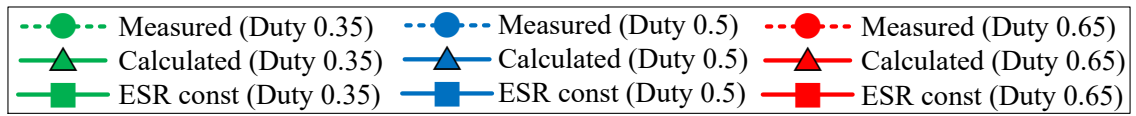
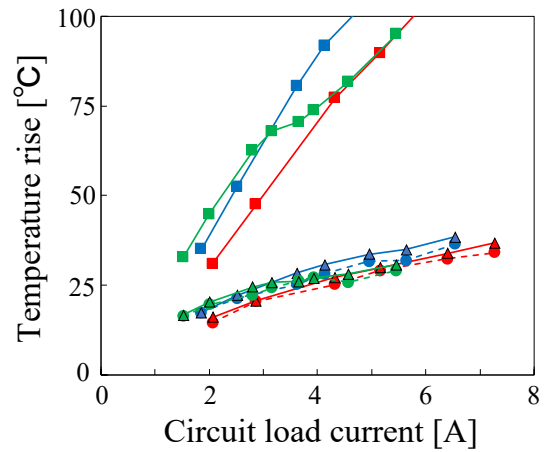


図 5-38 降圧チョップ回路 入力電圧変化条件での測定結果 (400V limit type)



(a) Input side capacitor  $C_1$



(b) Output side capacitor  $C_2$

図 5-39 回路負荷電流変化条件でのコンデンサ温度上昇(400V limit type)

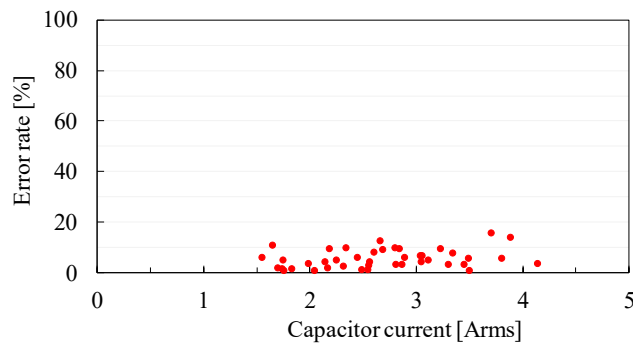


図 5-40 コンデンサ電流実効値に対する誤差

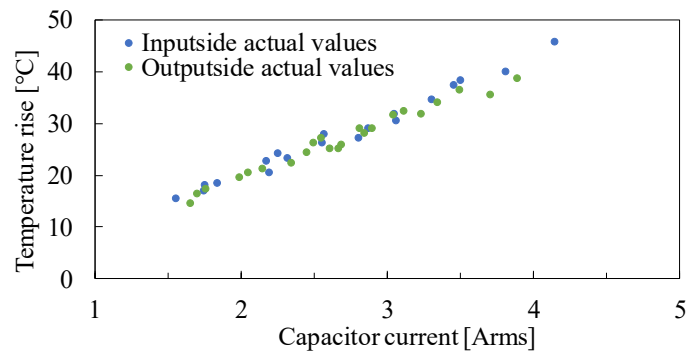


図 5-41 コンデンサ電流実効値に対する温度上昇



## 5.5 波形依存性の考察

前節で示したように波形が異なっても温度上昇への影響は小さいことが考えられる。そこで、本節では新しい ESR の概念を導入して降圧チョッパ回路上のコンデンサの損失の波形依存性について議論する。また、他のアプリケーションにおけるコンデンサ波形についても同様に考察を行う。

非正弦波電流波形の実効値は以下のように記述できる。

$$\begin{aligned} I_{\text{RMS}} &= \sqrt{I_{f1\text{RMS}}^2 + I_{f2\text{RMS}}^2 + I_{f3\text{RMS}}^2 + \cdots} \\ &= \sqrt{N_1 \cdot I_{\text{RMS}}^2 + N_2 \cdot I_{\text{RMS}}^2 + N_3 \cdot I_{\text{RMS}}^2 + \cdots} \end{aligned} \quad (5-13)$$

ここで、 $N_i$  は全電流実効値の 2 乗に対する各周波数成分の 2 乗の比率であり、次式で表される。

$$N_i = I_{fi\text{RMS}}^2 / I_{\text{RMS}}^2 \quad (5-14)$$

よって、コンデンサの損失は(5-10)式と同様にして以下のように表記することができる。

$$\begin{aligned} P &= ESR \cdot I_{\text{RMS}}^2 \\ &= ESR_{f1} \cdot I_{f1\text{RMS}}^2 + ESR_{f2} \cdot I_{f2\text{RMS}}^2 + \cdots \\ &= ESR_{f1} \cdot N_1 \cdot I_{\text{RMS}}^2 + ESR_{f2} \cdot N_2 \cdot I_{\text{RMS}}^2 + \cdots \\ &= (ESR_{f1} \cdot N_1 + ESR_{f2} \cdot N_2 + \cdots) \cdot I_{\text{RMS}}^2 \end{aligned} \quad (5-15)$$

それぞれの  $N$  の値は電流波形が一度与えられればフーリエ変換により容易に得ることができる。それぞれの周波数成分における ESR の値は、5.3.1 の項で述べた ESR マップデータから得ることができるため波形に対する実効等価直列抵抗（以下、 $ESR_{\text{eff}}$ ）は与えられた電流波形に対して次式として表わされる。

$$ESR_{\text{eff}} = ESR_{f1} \cdot N_1 + ESR_{f2} \cdot N_2 + \cdots \quad (5-16)$$

この  $ESR_{\text{eff}}$  と全電流実効値を使用することで、コンデンサ電流によって生じる損失を計算することができる。図 5-42 は、図 5-36 に示した降圧チョッパ回路の入力側コンデンサと出力側コンデンサに流れる電流の各周波数成分の電流値と、各周波数成分における  $N$  の値を示す。入力側コンデンサ電流では  $N_1=0.682$ ,  $N_2=0.094$ ,  $N_3=0.060$ ,  $\cdots$  であり、出力側コンデンサ電流では  $N_1=0.982$ ,  $N_2=0.001$ ,  $N_3=0.012$ ,  $\cdots$  である。入力側電流波形は矩形波に近いが対称波形でないために偶数調波成分を含んでおり、出力側電流波形は三角波に近く奇数調波成分のみを含んでいる。図 5-43 は、 $47\mu\text{F}/400\text{V}$  のコンデンサについて、正弦波電流時の ESR

の値と、入力側コンデンサ電流波形に対する $ESR_{eff}$ を(5-16)式から計算した結果を示す。周波数が高くなると正弦波の $ESR$ は低下するが、10kHzの正弦波電流の $ESR$ に対する入力側電流波形全体の $ESR_{eff}$ は約1.7%の低下に留まり、ほぼ同等になっている。その理由は、周波数の増加に対する $ESR$ の低下が少ないこと、及び図5-42に示すように基本波周波数成分が支配的であるためである。図5-44は図5-42における $N$ の値を保ちつつ、周波数を変化させたときの $ESR_{eff}$ の結果を示している。すなわち、これは同一の波形形状における異なる基本波周波数ごとの $ESR_{eff}$ である。基本波周波数を変化させている理由は、前章で述べた $ESR$ の周波数特性からも分かるように周波数に対する $ESR$ の差異の大きさは周波数ごとに異なるため、同一波形形状であっても波形の周波数が異なれば重畳周波数の影響が異なることが予想させるためである。入力側コンデンサ電流波形と出力側コンデンサ電流波形と正弦波における $ESR_{eff}$ を比較しているがkHzオーダーにおいては図5-43の説明と同様に差異が殆ど生じておらず、kHzオーダーでスイッチングする降圧チョップパの場合には波形によらず殆ど電流実効値に依存して損失が生じていると考えられる。この結果は、前節で示した図5-41の結果と一致する。

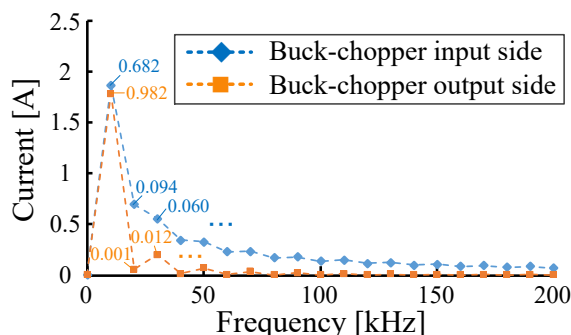


図 5-42 降圧チョップパ回路コンデンサ電流の各周波数成分の電流振幅と  $N$

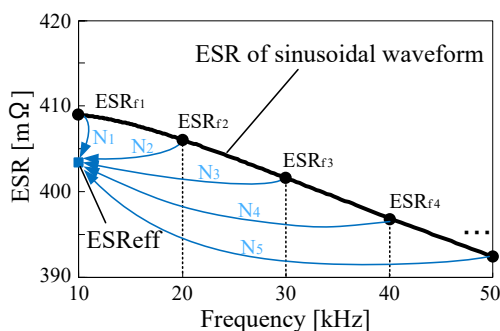


図 5-43 実効等価直列抵抗 $ESR_{eff}$ の計算例

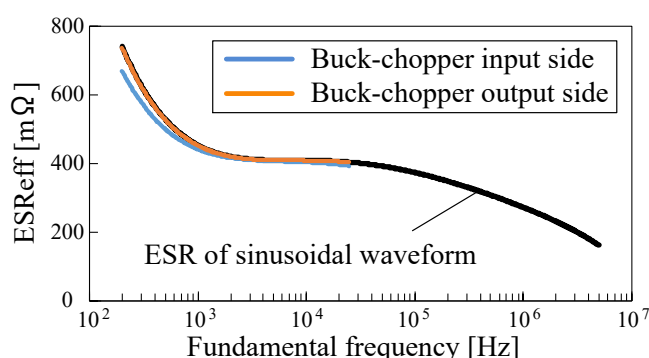


図 5-44 コンデンサ電流波形ごとの  $ESR_{eff}$  の比較

ただし、コンデンサの ESR の周波数特性やパワーコンバータのスイッチング周波数によって、損失の発生状況は異なる場合がある。そこで、高調波成分の含有率がチョッパ回路の場合と大きく異なる電圧型 PWM インバータの直流コンデンサの電流に関する  $ESR_{eff}$  について考察する。図 5-45 と図 5-46 に、電圧型単相インバータの回路構成とシミュレーション波形をそれぞれ示す。ここでは、出力電圧、出力電流、出力周波数、スイッチング周波数はそれぞれ 100 V, 1 A, 50 Hz, 5 kHz であり、シミュレーションソフトは PSIM を用いている。図 5-46 はインバータ出力電圧、出力電流、入力側コンデンサ電流をそれぞれ示しており、図 5-47 は入力側コンデンサ電流の各周波数成分と  $N$  の値を示す。コンデンサ電流に含まれる周波数成分は出力周波数の 2 倍の周波数成分とスイッチング周波数の整数倍の周波数成分である。それぞれの周波数成分に対する  $N$  の値は  $N_1=0.210$ ,  $N_{100}=0.431$ ,  $N_{300}=0.028$ , ... である。図 5-48 に PWM インバータのコンデンサ電流の  $N$  の値を保ちつつ周波数を変化させたときの  $ESR_{eff}$  の計算結果を示す。この PWM インバータの  $N_1$  と  $N_{100}$  の値は、降圧チョッパ回路における  $N_1$  と  $N_2$  の値と比較して比率が大きく異なる。また、図 5-1 および図 5-44 に示す様に 1 kHz 以下の ESR に対して高周波の ESR は相対的に大きく低下している。そのため、PWM インバータの直流コンデンサ電流に対する  $ESR_{eff}$  の値は同一の電流実効値を持つ正弦波電流の ESR よりも小さな値になる。

以上の様に、コンデンサの損失を決定する  $ESR_{eff}$  は正弦波電流 ESR の周波数特性と、通流電流の周波数成分の相対的大きさによって大きく異なることがわかる。

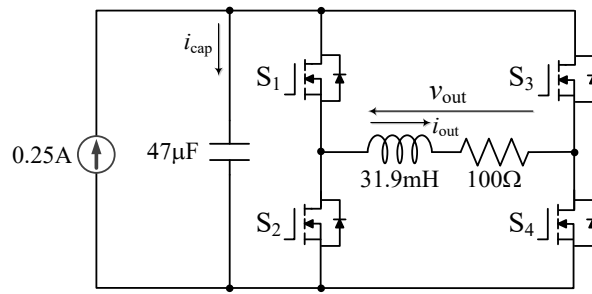
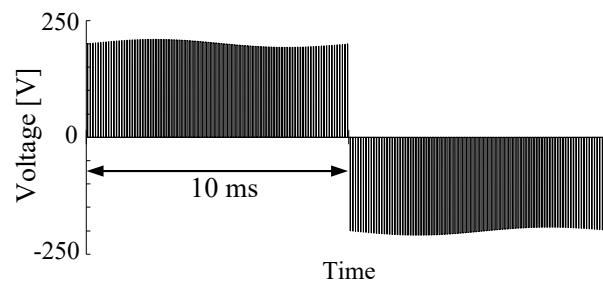
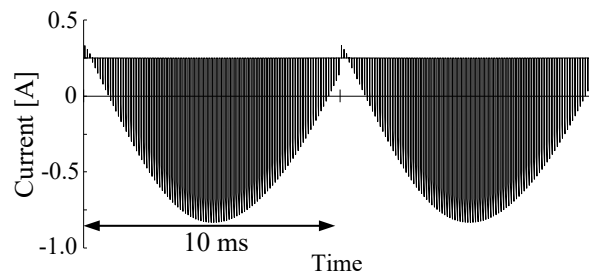


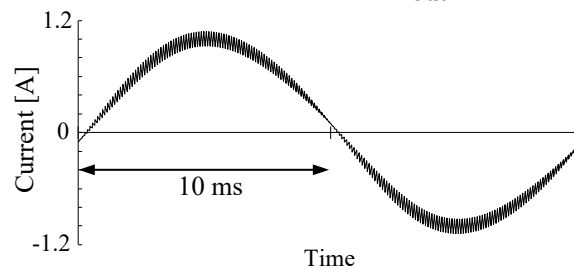
図 5-45 PWM インバータの回路構成



(a) Output voltage  $v_{out}$



(b) Output current  $i_{out}$



(c) Capacitor current  $i_{cap}$

図 5-46 回路におけるシミュレーション波形

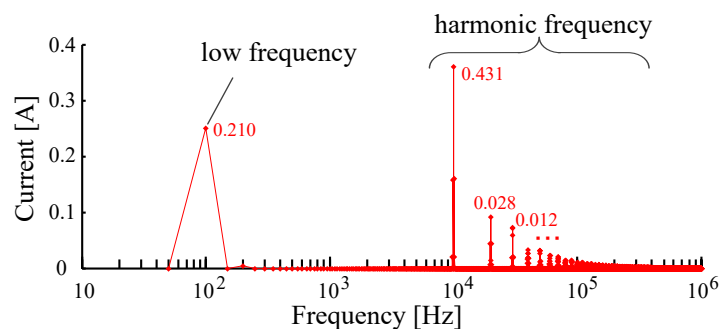


図 5-47 PWM インバータのコンデンサ電流の各周波数成分の電流振幅と  $N$

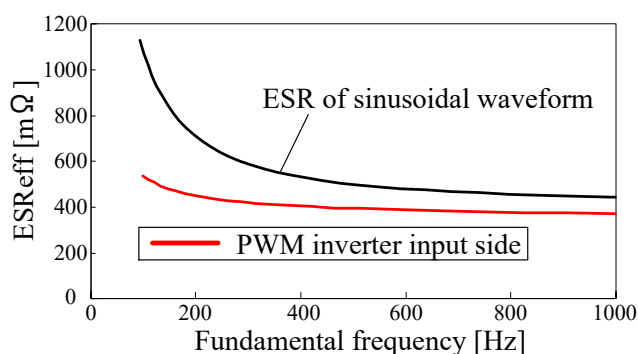


図 5-48 PWM インバータのコンデンサ電流波形と正弦波の  $ESR_{eff}$  の比較

## 5.6 素子寿命を考慮した選定指針の検討

アルミ電解コンデンサは、回路において最も寿命が短い場合が多く、選定をするにあたっては寿命を正確に把握することが欠かせない [29]。電力密度を向上させるためには、そのコンデンサが使用条件下において通流できる最大の電流を把握することが重要であると考えられる。データシートに記載されている定格電流リップルは 120 Hz, 105 °C等の一定の条件における値であり、実際には更に多くの電流を流すことが可能であると考えられる。ここで、コンデンサ設計を考えた際に、図 5-49 に示すような形で提案の計算手法を用いることで使用において要求される寿命から許容電流を逆算して設計に生かせるのではないかと考え、検討を行った。

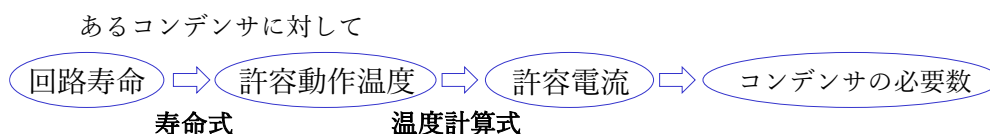


図 5-49 キャパシタバンクの必要数選定イメージ

### 5.6.1 温度上昇に対する許容電流計算

ここでは、ある温度上昇  $\Delta T_{\text{capMAX}}$  以内となる最大の電流値  $I_{\text{RMSMAX}}$  について計算から導出をする。ここで、前節で定義した  $N$  を用いて損失を計算する(5-15)式を素子温度のパラメータも考慮して記述すると、次式となる。

$$\begin{aligned} P &= \{ESR(f_1, \Delta T_{\text{cap}} + T_a) \cdot N_1 + ESR(f_2, \Delta T_{\text{cap}} + T_a) \cdot N_2 + \dots\} \cdot I_{\text{RMS}}^2 \\ &= ESR_{\text{eff}}(\Delta T_{\text{cap}} + T_a) \cdot I_{\text{RMS}}^2 \end{aligned} \quad (5-17)$$

したがって、素子の温度上昇の取り得る最大値は熱抵抗を用いて次式となる。

$$\Delta T_{\text{capMAX}} = (R_{\text{th(e-c)}} + R_{\text{th(c-a)}}) \cdot ESR_{\text{eff}}(\Delta T_{\text{capMAX}} + T_a) \cdot I_{\text{RMSMAX}}^2 \quad (5-18)$$

(5-18)を変形して次式が得られる。

$$I_{\text{RMSMAX}} = \sqrt{\frac{\Delta T_{\text{capMAX}}}{(R_{\text{th(e-c)}} + R_{\text{th(c-a)}}) \cdot ESR_{\text{eff}}(\Delta T_{\text{capMAX}} + T_a)}} \quad (5-19)$$

この式よりある温度以内でコンデンサを動作させたい場合に流せる最大の電流量を計算することができる。

ここで例として、前節でも使用している 47 $\mu$ F/400V (日本ケミコン製) のコンデンサについて考える。まず、温度上昇の最大許容値を 5°C と設定して正弦波電流が通流する場合における電流周波数と周囲温度  $T_a$  に対して条件を満たす最大電流実効値  $I_{\text{RMSMAX}}$  を計算から求めた結果を図 5-50 に示す。グラフの電流値よりも大きい電流が通流すると温度上昇が 5 °C を超えることを意味している。周波数ごとの差異を見ると、周波数 1 kHz と 5 kHz では許容電流値が後者の方が大きくなり、それ以上大きくなっても殆ど変化が無い。これは、ESR が 5 kHz 以降で変化が少ないためである。また、周囲温度が大きいほど許容電流が大きくなっているが、これは温度が大きいほど ESR が低くなるためである。したがって、同じ 5°C の温度上昇であるが素子温度はそれぞれ周囲温度を足した値となることに注意を要する。この素子の定格電流リップルは 120Hz, 105°C において 435 mArms と記載されているが、高周波で使用する場合には、それ以上の電流リップルを通流しても温度上昇が 5°C 以内となることが分かった。

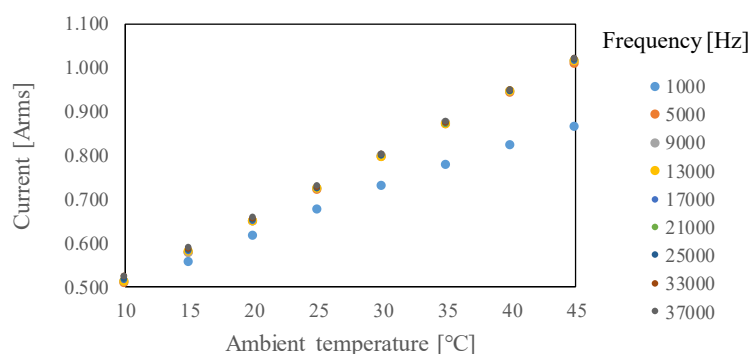


図 5-50 温度上昇 5°C以内条件での周囲温度と周波数に対する許容電流値

## 5.6.2 素子寿命に対する許容温度

アルミ電解コンデンサの寿命計算式は、実測値に基づいた経験則であるためメーカーごとに異なっている [12]。データシートに記載している規定寿命はそのメーカーでの式にのみ有効であると考えられる。よって、寿命式は同一メーカーの式を使用することが望ましい。日本ケミコンのデータシートに記載されている寿命推定式を以下に表記する [19]。

$$L_x = L_o \cdot 2^{\frac{T_o - T_x}{10}} \cdot 2^{\frac{-\Delta T}{5}} \quad (5-20)$$

$L_o$  : カテゴリ上限温度において、定格電圧印加時の 規定寿命 (hours)

$L_x$  : 実使用時の推定寿命 (hours)

$T_o$  : 製品のカテゴリ上限温度 (°C)

$T_x$  : 実使用時の周囲温度 (°C) ※ 40°C以下は、40°Cとして寿命推定する。

$\Delta T$  : リプル電流重畳による自己温度上昇 (°C)

ここで、 $L_o$ と $T_o$ はデータシートに記載されているため既知であり、使用年数 $L_x$ と使用環境温度 $T_x$ を任意に設定すれば、許容できる温度上昇 $\Delta T$ を( 5-20 )を書き換えて次式で計算可能である。

$$\Delta T_{\text{cap}} = 5 \cdot \log_2 \left( \frac{L_o}{L_x} \cdot 2^{\frac{T_o - T_x}{10}} \right) \quad (5-21)$$

許容温度上昇 $\Delta T$ が分かれば、その温度上昇以内になるようにコンデンサを選定すれば良いと考えられる。この許容温度を用いることで(5-19)式を使用して、ある使用年数を満たす環境温度と電流波形における許容電流値を計算することができる。計算のフローをまとめたものを図 5-51 に示す。今回の計算では、温度が仮定された計算であるため、5.3 の損失計算のように高次の方程式を解く必要が無いため、簡易的に計算できる。

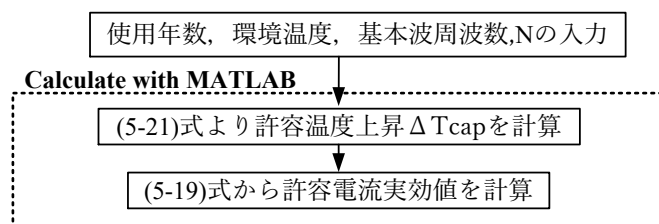


図 5-51 許容電流値の計算フロー

ここで例として、47 $\mu$ F/400V（日本ケミコン製）のコンデンサについて周囲温度 40°Cで 10 年使用を想定するケースについて考える。( 2-2 )式に代入して計算すると $\Delta T_{\text{capMAX}}$ は 16.845°Cとなった。すなわち、16.845°C以下で使用すれば 10 年使用できることを意味する。その $\Delta T_{\text{capMAX}}$ を使用して正弦波、三角波、矩形波での許容電流値は上記の計算によりそれぞれの基本波周波数に対して図 5-52 のようになる。正弦波、三角波と矩形波で許容電流値はわずかではあるが異なる結果となった。この結果より、例えば 10 kHz で 5 A の正弦波が印加されるとすれば、3 個並列接続すれば良いと分かる。このようにして、提案の計算手法を設計に生かせる可能性がある。

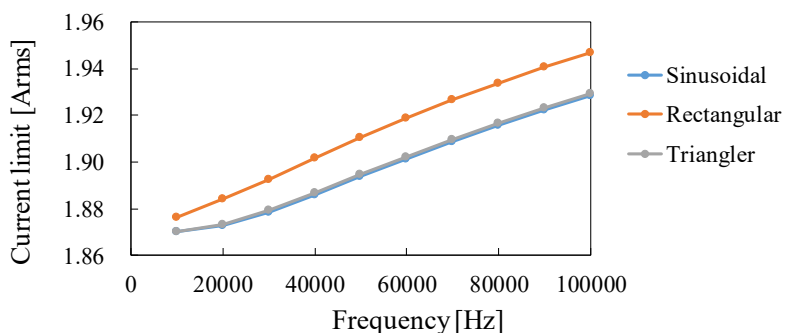


図 5-52 使用年数 10 年，環境温度 40°C条件での許容電流値



## 5.7 まとめ

本章では、まずアルミ電解コンデンサの ESR の電流特性に着目し、自己発熱の影響を考慮した評価を行った。その結果、アルミ電解コンデンサは電流振幅に対する依存性は極めて小さく、温度の影響によって ESR が変化していることを明らかにした。また、コンデンサの自己発熱温度と ESR の関係から内部に温度勾配が生じていることが推察されたため、内部の温度分布を測定した結果、ケースと素子の温度勾配が支配的であり、素子本体は均一に近い温度分布であることを明らかにした。

それらの得た知見をベースとして、熱抵抗モデルと関数化した ESR を用いることで、任意の電流波形に対する温度上昇計算方法を提案した。また、降圧チョッパ回路を用いた実機検証により計算の有用性を確認した。

また、ESR の波形に対する依存性をより柔軟に評価するために実効 ESR を導入して、アプリケーションごとの波形依存性について考察を行った。また、提案の温度計算手法を用いて許容電流値の計算を示し、使用年数に応じた最適な設計方法を検討した。

## 第 6 章 セラミックコンデンサの特性解析

本章では，電流振幅や電圧に応じて特異な変化を示した強誘電体のセラミックコンデンサについて損失の詳細な解析を行う。近年，セラミックコンデンサは電力変換器の密度を高めるために電力用途で使用され始めているが，回路の損失の 20% を占めるケースも報告されており正確な特性の把握が重要である [30] [31]。実験から電流依存性の考察を行い，Q-V カーブを用いた評価を検討する。

### 6.1 電流依存性

第 4 章 の結果より，誘電体が同一であれば異なる製品であっても同様の傾向であったことから本章では測定対象を絞って詳細な評価を行う。測定対象の外観と仕様を図 6-1，表 6-1 に示す。ここからは，表の番号で呼ぶこととする。

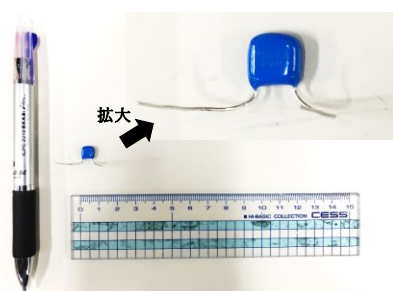


図 6-1 測定対象の外観（1  $\mu$ F/250V 品）

表 6-1 測定対象の仕様

番号	①	②
静電容量	1 $\mu$ F	4.7 $\mu$ F
電圧	250 Vdc	100 Vdc
取り付けタイプ	スルーホール	スルーホール
温度特性	X7R	X7R
許容差	$\pm 20\%$	$\pm 20\%$
寸法	7.5 $\times$ 4.5 $\times$ 9 mm	7.5 $\times$ 4.5 $\times$ 9 mm
メーカー	日本ケミコン	日本ケミコン

①においてインピーダンスアナライザ E4990A で測定した結果と通流電流を変化させて B-H アナライザで測定した結果を図 6-2 に示す。電流周波数は、10 kHz, 30 kHz, 50 kHz でそれぞれ測定を行っている。グラフから電流の増加に伴い静電容量と ESR が共に上昇傾向であることが確認できる。また、周波数ごとにそれぞれ変化が異なっていることが分かる。しかし、電流を変化させているとき、次式に従って交流電圧も同様に変化している。

$$V = \frac{I}{\omega C} \quad (6-1)$$

しかしながら、セラミックコンデンサは、直流電圧に対して依存性があるため、交流に関しても電流振幅ではなく電圧振幅に依存して変化している可能性が考えられる。評価を行っていく上で、電流値に依存するのか、電圧値に依存するのかを把握することは重要である。しかしながら、電圧を一定に保ち、電流を変化させる場合には周波数を変化させる必要があるが、図 6-3 に示すように ESR は周波数によっても変化する。ただし、もしこの電流もしくは電圧の依存性が周波数に寄らないものであるとすれば、周波数ごとに値の絶対値が異なってもそのパラメータに対して同じ割合で変化している可能性がある。そこで、それぞれ 0.01 A における値を基準として、そこからの変化率をプロットした結果を図 6-4, 図 6-5 に示す。同じデータに対して横軸を電流実効値と電圧実効値としてそれぞれプロットしている。この結果より、電圧実効値に対しては周波数が異なっても同じ変化率となっている。したがって、静電容量、ESR 共に電流ではなく電圧値に依存して変化しており、更にこの変化の割合は周波数に依らないと考えられる。

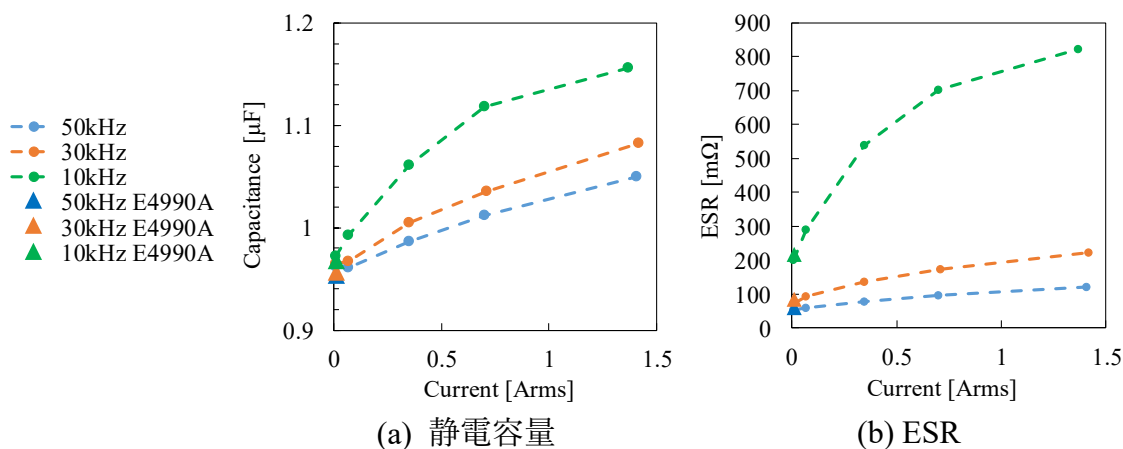
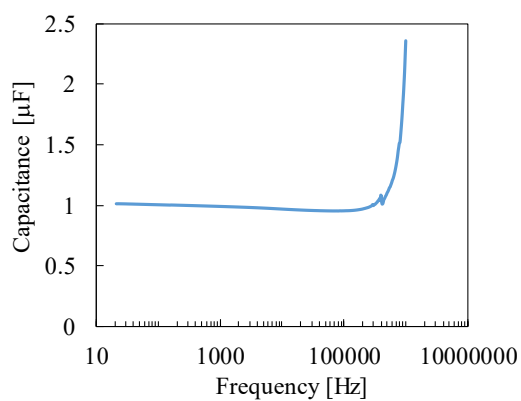
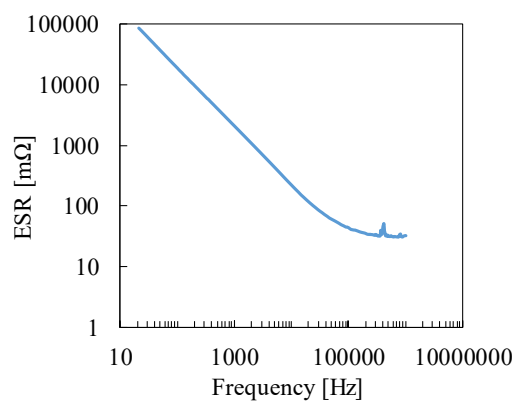


図 6-2 ①の電流特性

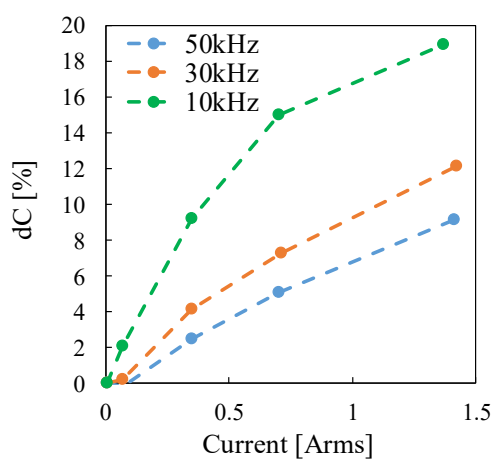


(a) 静電容量

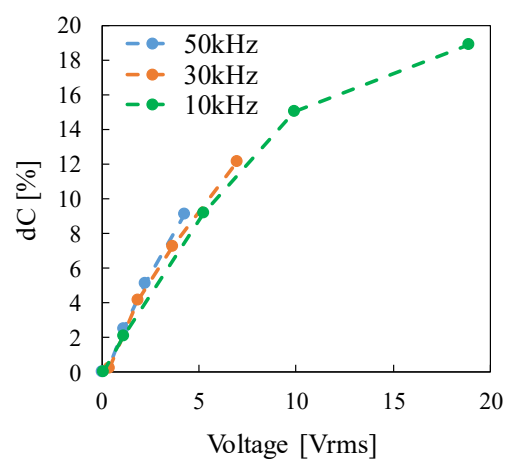


(b) ESR

図 6-3 ①の周波数特性

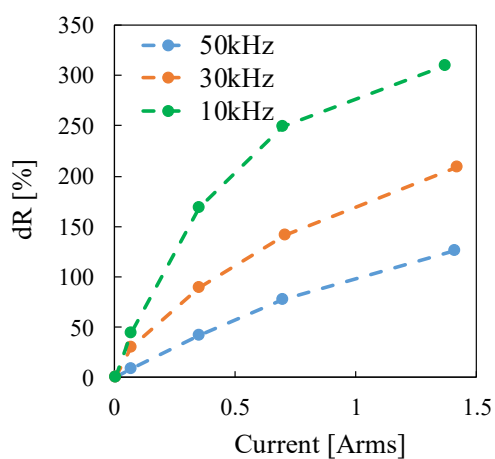


(a) 電流特性

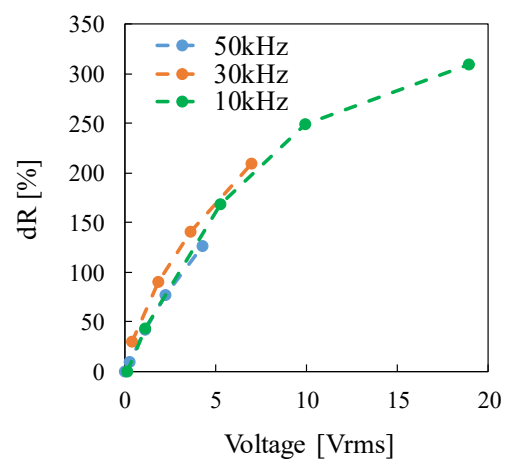


(b) 電圧特性

図 6-4 微小電流値を基準とした静電容量の変化率



(a) 電流特性



(b) 電圧特性

図 6-5 微小電流値を基準とした ESR の変化率

## 6.2 電流波形歪みと Q-V カーブ

交流電圧依存性を評価する上で懸念すべき現象として、強誘電体のセラミックコンデンサは印加電圧が大きくなると電流が歪むことがあげられる。4.7  $\mu\text{F}/100\text{V}$  である②のコンデンサに 500 Hz, 120V の正弦波電圧を印加した時の、コンデンサの電流と電圧の実測波形を図 6-6 に示す。測定は B-H アナライザを使用している。正弦波の電圧に対して、電流波形が歪んでいることが確認できる。このような歪みが生じる電圧振幅においては、ESR と静電容量の直列等価回路ではこの非線形性を考慮することができないため、ESR ではなく損失や蓄積エネルギーに基づいて評価していく必要があると考えられる。このような歪み現象は、インダクタでも観測され、B-H カーブを用いて評価が行われる。コンデンサは、(3-1)～(3-4)式で先述したようにインダクタの磁束密度  $B$ 、磁界強度  $H$  の双対である電束密度  $D$  と電界強度  $E$  で表現することができるが、極板面積  $S$  と極板間距離  $d$  が未知数であるため計算ができない。そこで、それらの値を考慮する必要が無い以下の式で示す蓄積電荷量  $Q$  とコンデンサ電圧  $v_c$  を使用した Q-V カーブを描く。

$$D(t) \cdot s = \int i_c(t) dt = Q(t) \quad (6-2)$$

$$E(t) \cdot d = v_c(t) \quad (6-3)$$

図 6-6 の電流と電圧波形より描画した Q-V カーブを図 6-7 に示す。B-H カーブのようなヒステリシス曲線を描くことが確認できる。蓄積電荷  $Q$  とコンデンサ電圧  $v_c$  は、電束密度と電界強度の関係式である(6-4)式を用いて(6-5)式となる。

$$D(t) = \varepsilon \cdot E(t) \quad (6-4)$$

$$Q(t) = D(t) \cdot S = \varepsilon \cdot \frac{v_c(t)}{d} \cdot S = C \cdot v_c(t) \quad (6-5)$$

したがって、Q-V カーブの傾きは静電容量  $C$  を意味する。

また、電圧  $V$  が印加されているときに微小電荷  $dQ$  を蓄積することによる微小エネルギー  $dW$  は次式で表される。

$$dW = dQ \cdot V \quad (6-6)$$

したがって、微小電荷で印加電圧を積分することで蓄積エネルギー  $W$  は次式となる。

$$W = \int V dQ \quad (6-7)$$

したがって、図 6-8 に示すように緑の斜線で示す部分が電圧を微小電荷ごとに積分した蓄積エネルギー量を表わしており、紫の斜線で示す部分が放出される

エネルギー量が表わしている。蓄積エネルギーと放出エネルギーの差分はコンデンサの内部で熱として損失されるエネルギー量であり、 $Q$ - $V$  カーブ内の面積に相当する。すなわち、 $Q$ - $V$  カーブにおける面積は 1 周期分のジュール損失であり、これに周波数をかけると 1 秒当たりのジュール損失、コンデンサの電力損失となる。

図 6-9 に示すように強誘電体は印加電界  $E$  を(a)から(c)のように大きくしていくと分極が飽和値に達して、電界を取り除いても分極がその状態にとどまり残留分極として現れ、逆方向に強い電界が印加されるとそれらは逆方向に分極される [32]。この印加電界に対する分極の挙動の遅れにより損失が生じており、ヒステリシスを描く。よって、 $Q$ - $V$  カーブで評価するメリットは、 $Q$ 、 $V$  が  $D$ 、 $E$  とそれぞれ比例関係にあるため、歪みの原因である分極の挙動を把握しやすい点にある。非線形的に変化する蓄積エネルギー量や損失を原因に基づいて適切に評価できる可能性がある。

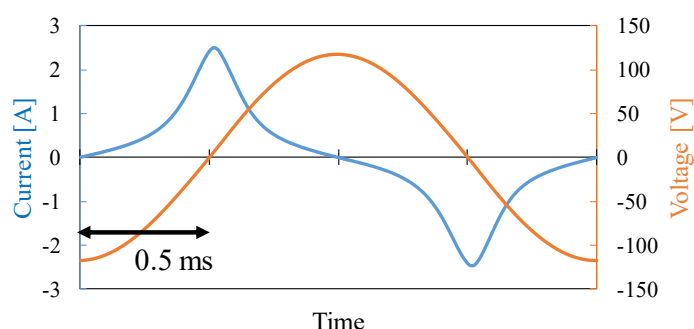


図 6-6 コンデンサ②の電流及び電圧の実測波形（500 Hz，120V）

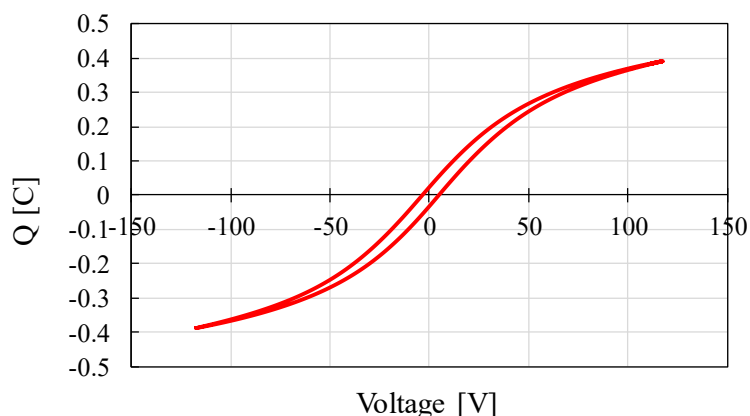


図 6-7 コンデンサ②の  $Q$ - $V$  カーブ（500 Hz，120V）

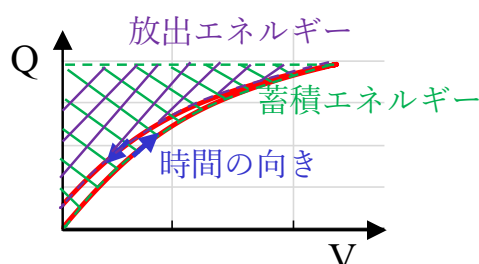


図 6-8 Q-V カーブにおけるエネルギー

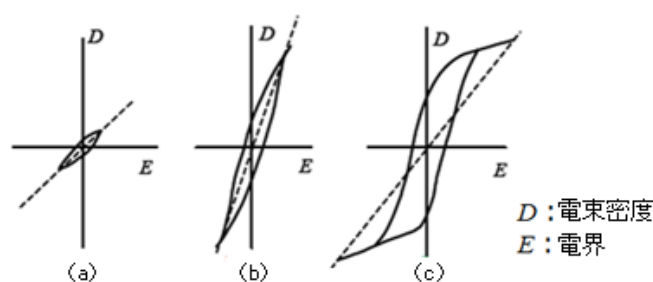


図 6-9 誘電体の D-E 特性 [32]

### 6.3 Q-V カーブを用いた交流電圧依存性の評価

本節では、Q-V カーブを用いて様々な観点から評価を行い、Q-V カーブが周波数によって変化が得た知見を述べる。

一つ目は、周波数が異なっても同様の Q-V カーブを描くことである。②の素子を用いて 100Hz, 500Hz, 1000Hz のそれぞれにおいて電流と電圧を B-H アナライザで測定して Q-V カーブを同一グラフに描画した結果を図 6-10 に示す。25V, 50V, 75V で測定しているが、周波数が異なっても同様の形の Q-V カーブを描いていることが分かる。したがって、同一の電圧振幅であるときには周波数が高ければ高いほど損失は大きくなることが考えられる。Q-V カーブの定量的な比較をするために、図 6-11 に示す Q-V カーブの面積  $S$  と最大電圧値と最小電圧値の点の傾きをとった静電容量  $C_{pp}$  を用いて評価を行う。ただし、ここで表現している  $C_{pp}$  は Q-V カーブの一つの指標として電圧最大値点から求めている値であり、この  $C_{pp}$  を用いてから計算される蓄積エネルギー量は、図 6-12 に示すように赤色で示す実際に蓄積できるエネルギーに青色で示す面積を加えた量になってしまう点に注意を要する。実効的な静電容量を考えることは今後の課題の一つである。

交流電圧に対する  $S$  と  $C_{pp}$  をプロットした結果を図 6-13 に示す。どの周波数

においても同様の傾向を示しているが、電圧振幅が大きくなると値がばらついていることが分かる。この原因として、電流通流が異なっているため、電流通流による温度上昇値がそれぞれ異なっており、温度の影響が考えられる。したがって、異なる周囲温度ごとの  $Q$ - $V$  カーブを今後測定する必要がある。

また、交流電圧を  $10V$  一定として、直流バイアス電圧を変化させたときの  $S$  と  $C_{pp}$  の変化を図 6-14 に示す。どちらの要素においても周波数が異なっても同様の傾向を示しており、直流電圧に対する  $Q$ - $V$  カーブの変化は周波数に殆ど依存しないと考えられる。また、直流電圧の増加に伴い面積  $S$  も  $C_{pp}$  も減少傾向であることが分かる。これは、直流電圧が大きくなると損失及び蓄積できるエネルギー量が小さくなることを意味する

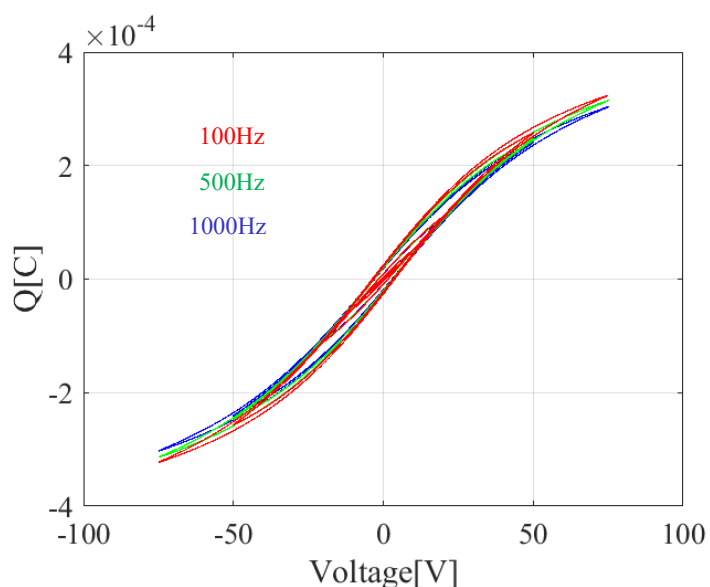


図 6-10 異なる周波数における  $Q$ - $V$  カーブ

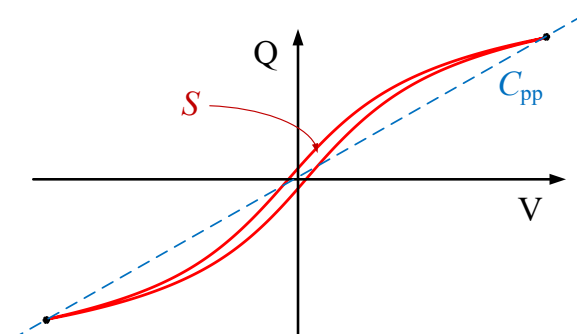


図 6-11  $Q$ - $V$  カーブの要素



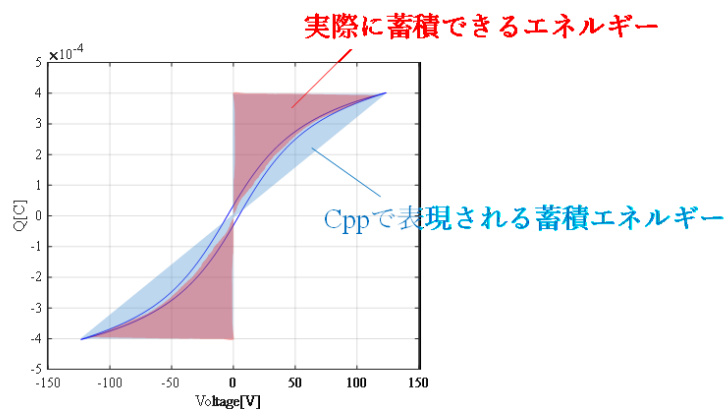


図 6-12 静電容量 C<sub>pp</sub> と実際の静電容量の違い

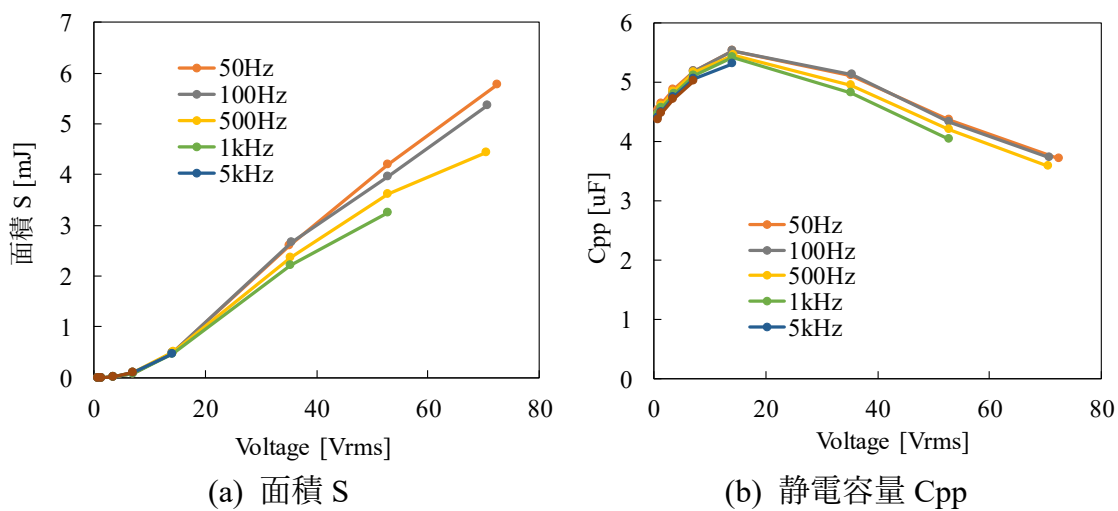


図 6-13 Q-V カーブの周波数ごとの要素比較（交流電圧特性）

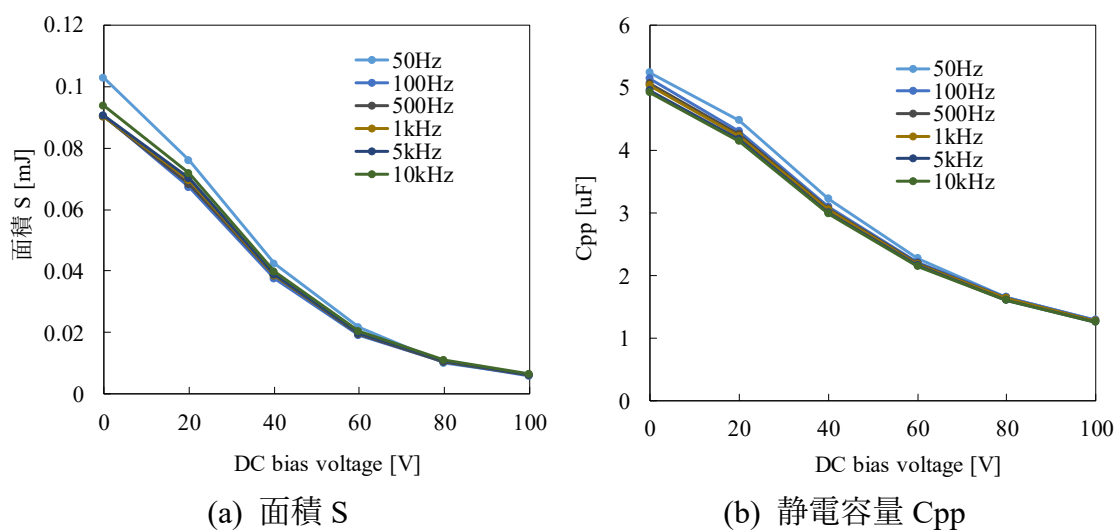


図 6-14 Q-V カーブの周波数ごとの要素比較（直流電圧特性）

また、前節で述べたように分極が残留して印加電界に対して電束が遅れることが損失の要因の一つである。電束密度と比例関係である蓄積電荷量  $Q$  において印加電圧  $0\text{ V}$  であっても電荷が  $0\text{ C}$  とならないのは残留分極によるものであると考えられる。そこで、図 6-15 に示すように  $0\text{ V}$  電圧時に存在する電荷量を残留電荷 $Q_r$ として、①の素子と②の素子でそれぞれ評価を行った。それぞれ複数の周波数で測定を行い、プロットした結果を図 6-16 に示す。どちらの素子においても、電圧値が同一であれば周波数が異なっても残留電荷量は同様の値であり、残留電荷量は周波数に依らないことが分かる。また、耐電圧  $100\text{ V}$  である②の素子の方が耐電圧  $250\text{ V}$  である①の素子よりも低い電圧値で残留電荷量が大きくなっていることが分かる。ただし、これらは静電容量も異なっているため、電圧に対する電荷量そのものが異なる。静電容量に比例して  $1\text{ V}$  あたりのコンデンサ蓄積電荷量も大きくなるため、 $1\text{ }\mu\text{F}$  当たりの残留電荷量とすることで電荷量を規格化した結果を図 6-17 に示す。耐電圧は低い②の方がより早く分極が飽和値に達するため、残留電荷量が飽和傾向になっていると考えられる。

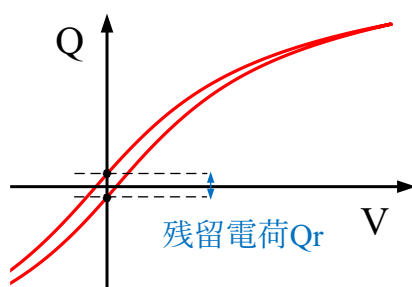


図 6-15 残留電荷量  $Q_r$

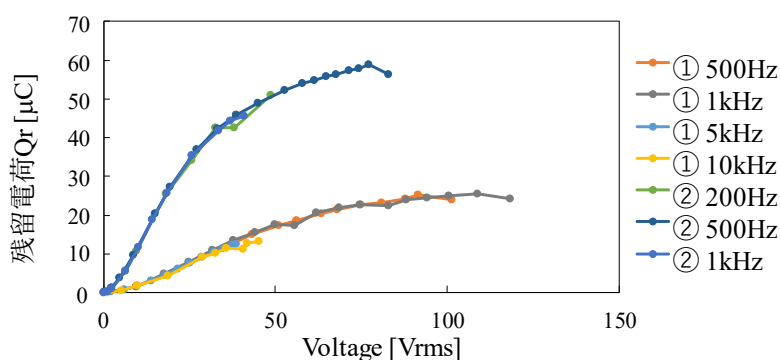


図 6-16 交流電圧実効値に対する残留電荷量 $Q_r$

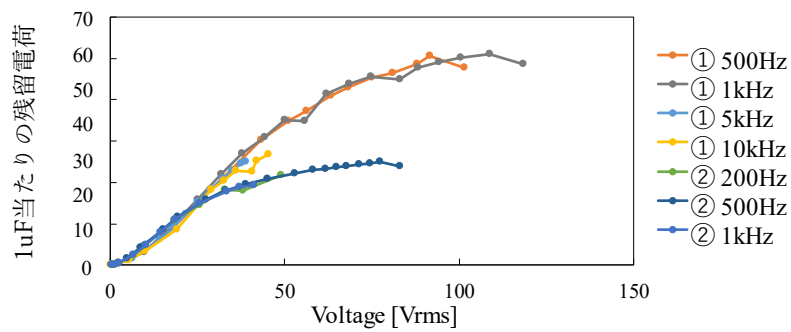


図 6-17 1 $\mu$ F 当たりの残留電荷 $Q_r$

また、二つ目の知見は Q-V カーブは印加電圧が大きくなるとより大きな Q-V カーブに内接するようなカーブを描くということである。①の素子において周波数 5kHz で印加電圧を変化させて測定した Q-V カーブを図 6-18 に示す。Q-V カーブの先端がそれぞれ大きなカーブに内接していることが確認できる。この現象については原因が不明であるが、一つの大きな Q-V カーブのデータのみから任意の交流電圧値において蓄積できるエネルギー量を計算で求めることができる可能性がある。

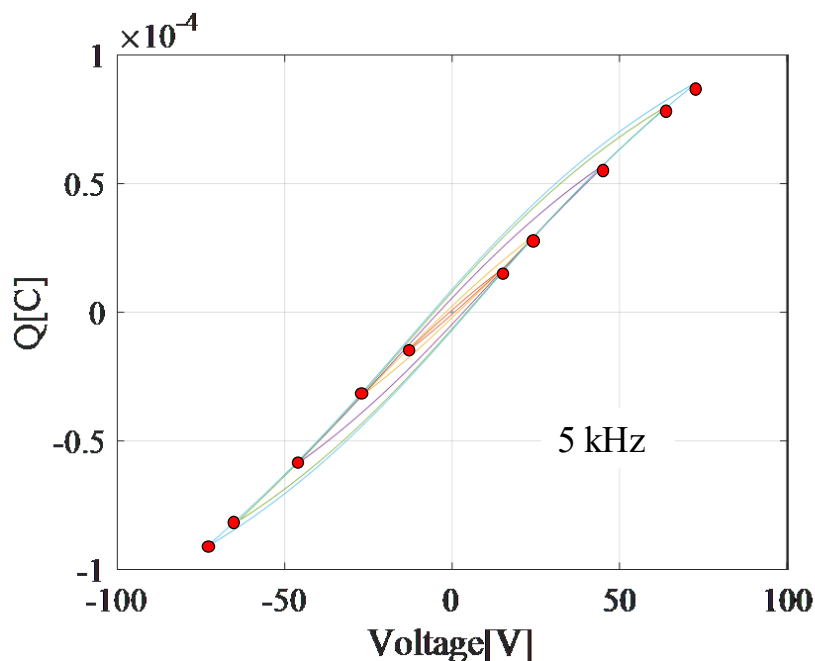


図 6-18 Q-V カーブの交流電圧特性 (対象：①, 周波数：5kHz)

## 6.4 直流バイアス電圧印加時の Q-V カーブ

電力変換回路において、大容量のコンデンサを使用する用途としては直流電圧が重畳されるケースが多い。セラミックコンデンサは、第 4 章 でも述べたように直流バイアス電圧に対して依存性がある。①素子において 10 kHz において直流電圧を変化させた時のそれぞれの Q-V カーブを示す。重畳直流電圧が大きくなると Q-V カーブの傾きが小さくなっている事が確認できる。これは静電容量が小さくなっていることを意味する。

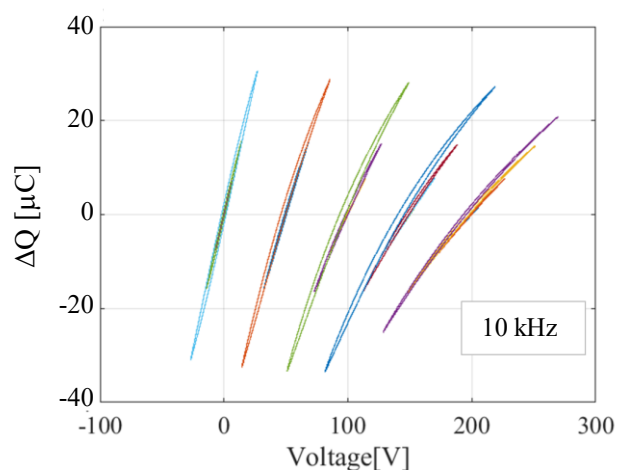


図 6-19 直流電圧の変化に対する Q-V カーブ

これは重畳直流電圧分を足して描画を行っているが、実際には蓄積電荷量に関しても直流重畳分の電荷量 $Q_{dc}$ が蓄積していると考えられる。そのため、図 6-19 の縦のパラメータは蓄積電荷量  $Q$  ではなく電荷変動量  $\Delta Q$  で表記している。

Q-V カーブから直流電圧重畳時の特性を把握するためには直流電荷量 $Q_{dc}$ を考慮することが望ましい。しかしながら、直流電荷量 $Q_{dc}$ を実測で得ることが困難であるため、 $Q_{dc}$ の計算方法について検討を行う。

この $Q_{dc}$ は以下の式で計算できる。

$$Q_{dc} = C \cdot V_{dc} \quad (6-8)$$

しかしながら、静電容量  $C$  が交流電圧や直流電圧によって変化するため、計算に用いる  $C$  について特性の考慮が必要であると考えられる。静電容量が直流電圧値によってそれぞれ異なることから、静電容量を直流電圧値に対して関数化して微小区間ごとの蓄積電荷を積分して  $Q_{dc}$ を得る方法をここで提案する。 $Q_{dc}$ の求め方の概略を図 6-20 に示す。微小電圧変動 $dV$ において蓄積される電荷量

$dQ$ は直流電圧特性を考慮した静電容量 $C(V_{dc})$ を用いて次式で表される。

$$dQ = C(V_{dc}) \cdot dV \quad (6-9)$$

したがって、ある直流電圧  $V_{dcx}$  が印加されている時に蓄積している電荷量  $Q_{dc}$  は、(6-10)式を用いて電圧積分をすることで次式となる。

$$Q_{dc} = \int_0^{V_{dcx}} C(V_{dc}) dV_{dc} \quad (6-10)$$

ここで、静電容量 $C(V_{dc})$ は図 6-21 に示すように、1V の微小交流電圧を印加して測定した静電容量の直流電圧特性に EXCEL を用いて 4 次の多項式として近似することで取得している。

②素子において、上に示した計算方法を用いて  $Q_{dc}$  を計算して描画した Q-V カーブを図 6-22 に青色で示す。それに対して赤色で示しているのは直流電圧 0V, 交流電圧 120V で測定した大きな Q-V カーブ（以下、メジャーループと呼ぶ）を描画したものであるが、大きな Q-V カーブに沿っていないことが確認できる。しかしながら、双対性のあるインダクタにおいては直流磁界バイアスが印加された場合、B-H カーブのメジャーループに沿った形となることが知られており、コンデンサにおいても電圧に対して直流であっても交流であっても等しくループに沿う方が定性的に納得しやすい [33]。この計算方法で、メジャーループに沿わない原因としては、導出に使用している静電容量の直流電圧特性が微小交流電圧において測定されたものであり、電圧の交流電圧特性を考慮できていないことがあげられる。

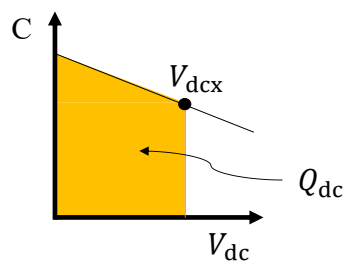


図 6-20  $Q_{dc}$  の計算方法

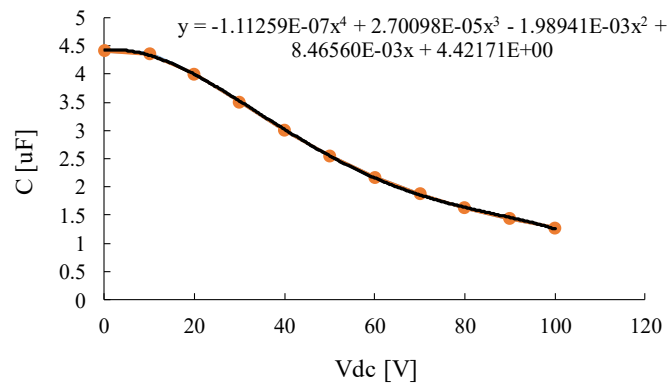


図 6-21 静電容量の直流電圧に対する近似式の取得

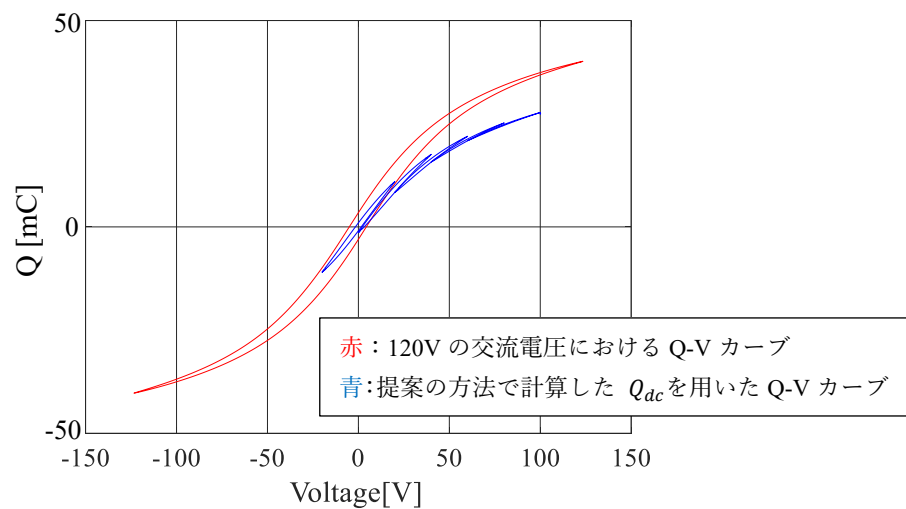


図 6-22 提案計算方法による Q-V カーブ

そこで、計算により  $Q_{dc}$  を取得するのではなく、Q-V カーブのメジャーループに沿うように描画を行う方法を検討した。メジャーループ上に直流電圧印加時の Q-V カーブが沿うと仮定して、図 6-23 に示すように同電圧値におけるメジャーループの電荷量と直流電圧重畳時の Q-V カーブの電荷量の差分を計算して  $Q_{dc}$  として取得し、直流電荷量を考慮した Q-V カーブを描く。この方法においては、どこの点で一致させるべきかを今後検討することが必要となるが、今回は図に示しているように Q-V カーブの最小電圧点がメジャーループと一致するように差分を取っている。この図の Q-V カーブは②の素子において 50Vac, 50Vdc で測定した実測値を例として示しているが、この方法で描画することによりメジャーループに沿ってカーブを描いていることが分かる。この方法で、図 6-22 の結果に対して新たに描画を行った結果を図 6-24 に示す。同様にメジャーループに沿って傾きが変化していることが確認できる。図 6-14 のように直流バイアス

電圧印加時の面積  $S$  と  $C_{pp}$  が減少していく特性もメジャーリングに沿って  $Q$ - $V$  カーブが変化している事によるものであると説明できる。 $Q$ - $V$  カーブがメジャーリングに沿うとすれば、メジャーリングのみから直流バイアス電圧重畳時の  $Q$ - $V$  カーブを推定することが可能であると考えられる。②の素子において、直流電圧と交流電圧をそれぞれ変化させたときのメジャーリングに沿うと仮定した時の  $Q_{dc}$  を図 6-25 に示す。この結果からも分かるように、直流電荷は交流電圧によっても変化していると考えられる。したがって、(6-10)式のような積分の方法で計算から直流電荷を求める場合には、交流電圧に対する実効的な静電容量の特性も考慮する必要があると考えられる。

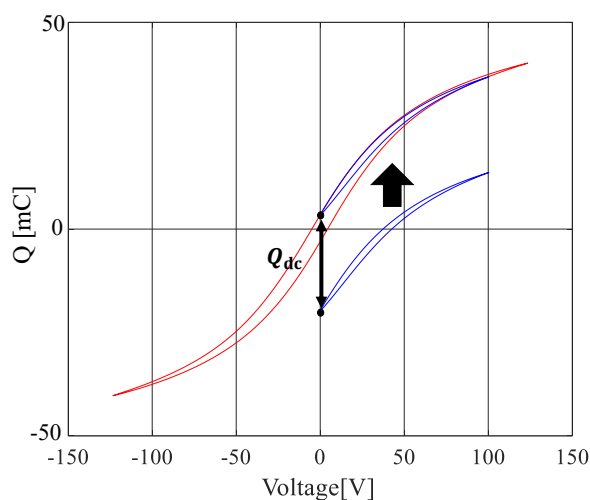


図 6-23 メジャーリングに沿うと仮定した描画方法

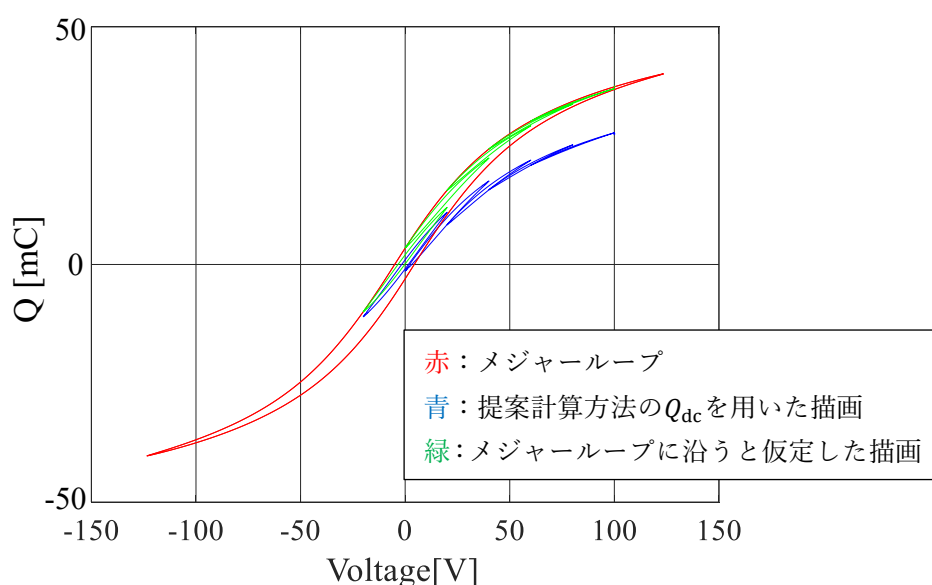


図 6-24 メジャーリングに沿うと仮定した  $Q$ - $V$  カーブ

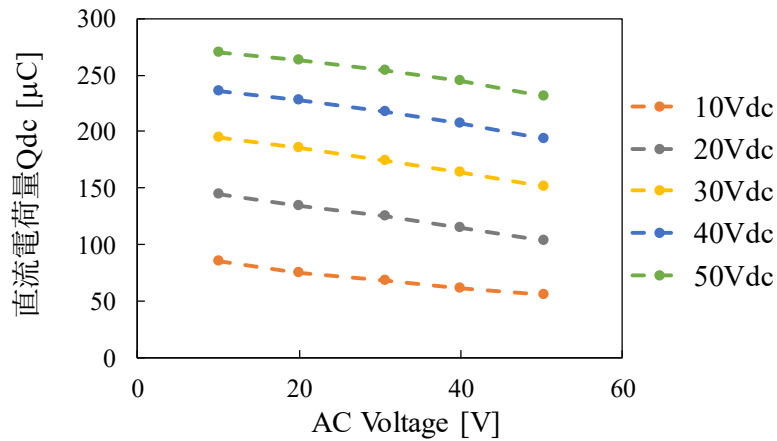


図 6-25 メジャーリングに沿うと仮定した場合の直流電荷量

また、図 6-26 に交流電圧特性と 10V の交流電圧印加測定による直流バイアス特性に対する静電容量を同一グラフにプロットした結果を示す。また、メジャーリングのカーブ上のそれぞれの点に対して原点と結んだ線の傾き ( $Q_x/V_x = C_x$ )、及びメジャーリングのカーブの接線の傾き ( $dQ_x/dV_x = dC_x$ ) も同一グラフにプロットしている。このグラフのみで様々な事象が説明できる。まずこの結果から、交流電圧に対する  $C_{pp}$  とメジャーリングの点と原点を結ぶ傾きが同様の値となっていることが分かる。これは、交流電圧が変化しても  $Q$ - $V$  カーブの先端がメジャーリング上に位置する、つまり内接することを表している。また、直流バイアスに対する  $C_{pp}$  とメジャーリングの接線の傾きが近い傾向を示していることが分かる。これらが一致することは、メジャーリングに直流バイアス電圧印加時の  $Q$ - $V$  カーブが沿うことを意味するが、一致はしていなかった。この要因として、実際には  $C_{pp}$  を測定する際に 10V の交流電圧で測定してしまっていることが原因であることがあげられる。

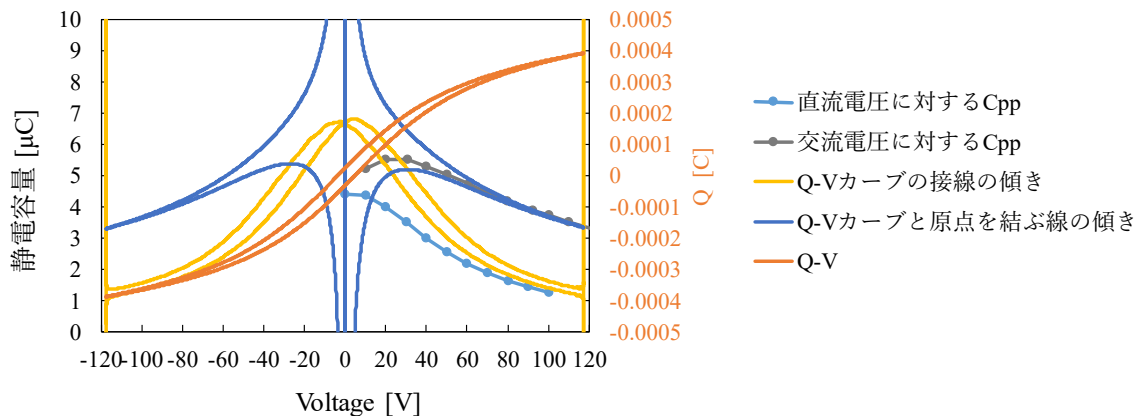


図 6-26 同一電圧軸に対する静電容量の比較



## 6.5 まとめ

本章では、ESR と静電容量の観点からセラミックコンデンサの評価を行い、更に Q-V カーブを用いることで非線形性を考慮した特性の評価を行った。評価においては、Q-V カーブの面積  $S$ 、静電容量  $C_{pp}$ 、残留電荷量  $Q_r$  等の新しい要素の検討を行った。

B-H アナライザによる ESR と静電容量の評価で得た知見を以下に示す。

- ・ 交流電流値ではなく交流電圧値に依存して静電容量と ESR が変化すること。
- ・ 正弦波電圧印加時に電流波形が歪むという非線形性を持つため、Q-V カーブを用いて損失や実効的なエネルギー蓄積量进行评估する必要があること。

Q-V カーブを用いた評価で得た知見を以下に示す。

- ・ Q-V カーブは交流電圧値、直流電圧値に応じて形が変化するが、周波数・電流値が変化しても殆ど変化しないこと。
- ・ 交流電圧に対する Q-V カーブはより大きなループ（メジャーループ）に対して内接するような形を描くこと。
- ・ 直流バイアス電圧重畳時に Q-V カーブはメジャーループに沿った形を描くこと。

これらの知見より、一つの大きなメジャーループを測定することで、任意の直流電圧と交流電圧に対する Q-V カーブを推定できる可能性がある。Q-V カーブを推定できれば、正確な損失と蓄積可能エネルギーを導出できるため、設計において大いに役立つと考えられる。したがって、今後さらに評価を進めていく必要がある。

## 第 7 章 総論

本章では、本研究のまとめ及び今後の課題について述べる。

### 7.1 まとめ

本論文では、電力用コンデンサの種類ごとのそれぞれの特性の違いを明らかにするとともに、実回路動作時のコンデンサ損失及び発熱の正確な計算方法の提案を行い、セラミックコンデンサの非線形特性の評価を行った。

第 1 章では、研究背景と研究目的、及び論文構成について述べた。

第 2 章では、電力変換回路におけるコンデンサの役割や特性について説明し、種類ごとの特徴や構造について述べた。また、関連研究を示した上で本研究の位置づけについて述べた。

第 3 章では、本研究で用いる測定回路や計測機器を示し、コンデンサの特性測定手法及び温度計測方法について述べた。

第 4 章では、B-H アナライザを用いた新規測定手法によるコンデンサの総合的な特性評価を行った。種類ごとに耐電圧及び静電容量を統一して、複数社における静電容量と等価直列抵抗 (ESR) の周波数特性、温度特性、直流バイアス電圧特性及び電流特性の測定結果を示した。複数社における傾向の差異は小さく、誘電体や構造に起因してそれぞれ特性が変化していることが明らかとなった。また、B-H アナライザを用いた測定装置により初めて計測可能となった電流特性については、アルミ電解コンデンサとセラミックコンデンサの ESR が値に応じて変化することが明らかとなった。

第 5 章では、アルミ電解コンデンサにおいて ESR 特性や電流通流時の温度分布の実験に基づいた解析により、電流振幅に対する依存性が極めて小さいこと、発熱時の素子本体の温度分布は均一に近いことが明らかになった。また、それらの知見に基づいて温度依存性と周波数依存性を考慮した回路動作時の温度上昇の計算方法を提案し、実機検証により計算手法の妥当性を確認した。更に、損失の波形依存性や寿命を考慮したコンデンサ選定方法に関する考察を述べた。

第 6 章では、セラミックコンデンサの静電容量と ESR が交流電流ではなく交流電圧に依存して変化していることを明らかにした。また、セラミックコンデンサの非線形的な特性に着目し、Q-V カーブを用いた様々な観点からの評価結果

を行った。その結果、Q-V カーブが交流電圧と直流バイアス電圧により形が異なり、周波数が変化しても殆ど形が変化しないことが明らかとなった。また、交流電圧と直流バイアス電圧に対する形の規則性と傾向を明らかにし、1 つの Q-V カーブから任意の条件における Q-V カーブを推定できる可能性について述べた。

## 7.2 今後の課題

本研究の今後の課題を述べる。

アルミ電解コンデンサについては、ESR をマップデータで近似しているが、周波数や温度に対する特性をより少ないデータで把握できれば、更に簡易的に損失が計算できるようになることが考えられる。例として、常温における ESR 値と使用電解液特性から温度特性を算出する、といったようなことをできると更に柔軟に選定に生かせる。また、選定方法の更なる検討も必要である。最適選定においては他の種類のコンデンサを併用することも考慮しなければならない。例えば、提案の計算方法を使用することで温度上昇が把握できるため、アルミ電解コンデンサに対してフィルムコンデンサを並列で使用することで温度上昇がどのくらい抑えられるか等を今後評価できる可能性がある。

セラミックコンデンサについては、Q-V カーブに基づいて実効的な静電容量を新しく定義する必要があると考えられる。また、Q-V カーブの電圧特性について明確には把握できていないため、双対性の高いインダクタの計算方法を参考しながら、評価をする必要がある。1 つの Q-V カーブから任意の条件における Q-V カーブを推定する方法についても検討していく必要である。

## 参考文献

- [1] (独) 国立環境研究所・京都大学・立命館大学・みずほ情報総研(株), “低炭素社会に向けた 12 の方策,” 環境省 地球環境研究総合推進費 戦略研究開発プロジェクト, 5 2008. [オンライン]. Available: <https://www.env.go.jp/council/06earth/y060-80/mat04.pdf>.
- [2] “低炭素社会の構築に向けた国内外の動向,” 環境省, [オンライン]. Available: [https://www.env.go.jp/council/06earth/y0618-01/mat04\\_Part1.pdf](https://www.env.go.jp/council/06earth/y0618-01/mat04_Part1.pdf).
- [3] “低炭素社会を実現する次世代パワーエレクトロニクスプロジェクト,” NEDO IoT 推進部, 6 9 2016. [オンライン]. Available: <https://www.nedo.go.jp/content/100799306.pdf>.
- [4] 大森達夫, “次世代パワーエレクトロニクス,” 内閣府, [オンライン]. Available: [https://www8.cao.go.jp/cstp/gaiyo/sip/sympo1412/pdf/sip02\\_1.pdf](https://www8.cao.go.jp/cstp/gaiyo/sip/sympo1412/pdf/sip02_1.pdf).
- [5] T. Friedli, “Comparative Evaluation of Three-Phase Si and SiC AC-AC Converter Systems,” PhD thesis, ETH Zurich, 2010.
- [6] David Reusch, Johan Strydom, and John Glaser, “Improving High Frequency DC-DC Converter Performance with Monolithic Half Bridge GaN ICs,” IEEE, 2015.
- [7] 奥村元, “低炭素社会実現に向けたパワーエレクトロニクスのインパクト”.
- [8] J. Kolar, M. Heldwein, H. Ertl, T. Friedli, and S. Round, “PWM Converter Power Density Barriers,” IEEJ Trans, vol. 128, no. 4, pp. 1-14, 2008.
- [9] S. D. Round, P. Karutz, M. L. Heldwein, and J. W. Kolar, “Towards a 30 kW/liter, Three-Phase Unity Power Factor Rectifier,” IEEE, 2007.
- [10] D. R. Ridley, “Power supply failure survey part II,” [オンライン]. Available: <http://www.rsonline.com/designspark/electronics/knowledge-item/power-supply-failure-survey-part-ii>.
- [11] M. Gasperi, “Life prediction model for aluminum electrolytic capacitors,” IEEE IAS Annu. Meeting, vol. 3, pp. 1347-1351, 1996.
- [12] Wang. Huai, Blaabjerg. Frede, “Reliability of Capacitors for DC-Link Applications in Power Electronic Converters,” IEEE Transactions on Industry Applications, 2014.
- [13] 清水敏久, 嘉数圭佑, 高野耕至, 石井仁, “高精度鉄損計測装置を用いたロスマップ鉄損計算法の検証,” 電気学会 産業応用部門誌, vol. 133, no.1,

- pp.84-93, 2012.
- [14] 松盛裕明, 清水敏久, 高野耕至, 石井仁, “三相 PWM インバータにおける低負荷運転時の効率改善を目的とした三相 AC フィルタインダクタの提案,” 電気学会 産業応用部門誌, vol. 137, no.5, pp. 395-405, 2017.
  - [15] Pin-Yu Huang, Hironori Nagasaki, and Toshihisa Shimizu, “Characteristics of Capacitor Measurement Set Up by Using B-H Analyzer in Power Converters,” ECCE Asia, 2016.
  - [16] H. Nagasaki, P. Huang and T. Shimizu, “Characterization of Power Capacitors under Practical Current Condition Using Capacitor Loss Analyzer,” ECCE, 2016.
  - [17] “アルミ電解コンデンサ テクニカルノート,” nichicon, [オンライン]. Available: <http://www.nichicon.co.jp/lib/aluminum.pdf>.
  - [18] M. A. Brubaker, D. El Hage, T. A. Hosking, H. C. Kirbie, and E. D. Sawyer, “Increasing the Life of Electrolytic Capacitor Banks Using Integrated High Performance Film Capacitors,” PCIM, 2013.
  - [19] 日本ケミコン株式会社, “アルミ電解コンデンサ TECHNICAL NOTE,” [オンライン]. Available: <https://www.chemi-con.co.jp/catalog/pdf/al-j/al-sepa-j/001-guide/al-technote-j-2018.pdf>.
  - [20] ルビコン株式会社, “フィルムコンデンサ テクニカルノート,” [オンライン]. Available: <http://www.rubycon.co.jp/products/film/technote.html>.
  - [21] “コンデンサの基礎 チップ積層セラミックコンデンサができるまで,” 株式会社村田製作所. [オンライン].
  - [22] D. Neumayr, D. Bortis, J. W. Kolar, M. Koini and J. Konrad, “Comprehensive Large-Signal Performance Analysis of Ceramic Capacitors for Power Pulsation Buffers,” IEEE, 2016.
  - [23] M. M. S. F. S. T. C. S. P. Y. a. R. S. S. Prasanth, “Condition Monitoring of Electrolytic Capacitor based on ESR Estimation and Thermal Impedance model using Improved Power Loss Computation,” IEEJ, International Power Electronics Conference, 2018.
  - [24] Haoran Wang, Qiusheng Wang and Huai Wang, “A Lumped Thermal Model Including Thermal Coupling Effects and Boundary Conditions for Capacitor Banks,” IEEJ, International Power Electronics Conference, 2018.
  - [25] KEYSIGHT TECHNOLOGIES, “E4990A Impedance Analyzer,” [オンライン]. Available: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5991-3890EN.pdf?id=2459964>.

- [26] “B-H アナライザ,” 岩崎通信機株式会社, [オンライン]. Available: [https://www.iti.iwatsu.co.jp/ja/products/sy/sy8218\\_top.html](https://www.iti.iwatsu.co.jp/ja/products/sy/sy8218_top.html).
- [27] 赤澤慶彦, “アルミ電解コンデンサ用電解液,” 三洋化成工業. [オンライン].
- [28] オーム電機株式会社, “物体の物理的性質一覧 SI 単位,” [オンライン]. Available: [https://www.ohm.jp/download/technical/tech\\_05.pdf](https://www.ohm.jp/download/technical/tech_05.pdf).
- [29] P. Venet, F. Perisse, M. El-Husseini, and G. Rojat, “Realization of a smart electrolytic capacitor circuit,” IEEE Ind. Appl. Mag., Vol. 8, No. 1, pp. 16-20, 2002.
- [30] R. Pilawa-Podgurski, “New Topologies and Control Methods for Extreme Power Density Inverters: A Google/IEEE Little Box Challenge Case Study,” ARPA-E CIRCUITS Workshop, 2016.
- [31] J. W. Kolar, “Ultra-Compact GaN- or SiC-Based Single-Phase DC/AC Power Conversion,” The Google Little Box Challenge, 2016.
- [32] 株式会社 村田製作所, “静電容量の電圧特性,” [オンライン]. Available: <https://www.murata.com/ja-jp/products/emiconfun/capacitor/2012/11/28/en-20121128-p2>.
- [33] 三輪明寛, 清水敏久, 高野耕至, 石井仁, “鉄損の直流磁界バイアス特性を考慮した降圧チョッパ回路用インダクタの低損失設計,” IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol.127, No.5, pp.385-394, 2017.

# 発表論文

## 学術論文

- ・ H.Matsumori, K.Urata, T.Shimizu, K.Takano, H.Ishii, “Capacitor loss analysis method for power electronics converters,” Microelectronics Reliability (88-90) 443-446, 2018.
- ・ K.Urata, T.Shimizu, “Temperature Calculation of Aluminum Electrolytic Capacitor under Actual Circuit Operation,” 電気学会英文論文誌 D（投稿中）

## 国際会議

- ・ K. Urata, T. Shimizu, “Temperature Estimation of Aluminum Electrolytic Capacitor under Actual Circuit Operation,” International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata2018 - ECCE Asia), pp302-308, 2018.

## 国内会議

- ・ 浦田 一輝, 清水 敏久 : 「アルミ電解コンデンサにおける等価直列抵抗の温度依存性の評価」, 平成 29 年電気学会全国大会, 第 4 分冊 pp.35, (2017)
- ・ 浦田 一輝, 清水 敏久 : 「各種コンデンサの特性評価及び比較」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, I-646, (2017)
- ・ 浦田 一輝, 清水 敏久, 「実回路におけるアルミ電解コンデンサの温度推定手法の検討」, 平成 30 年半導体電力変換モータドライブ合同研究会, SPC-18-045, MD-18-045, (2018) 【部門賞受賞】

## 謝辞

本研究を進めるにあたり多大なる御指導を頂いた首都大学東京理工学研究科電気電子工学専攻 清水敏久教授に深く感謝致します。清水先生には研究に関する技術的な知識から研究に対する考え方や取り組み方，発表の仕方まで様々なご指導をしていただきました。

また，首都大学東京理工学研究科電気電子工学専攻 和田圭二准教授に深く感謝いたします。和田先生には普段の生活の在り方や社会人としての礼儀，パワーエレクトロニクスに付随する様々な知識等についての様々なご指導をしていただきました。

日本ケミコン（株） 恩田謙一氏，長谷部朝一氏，小澤正氏に感謝いたします。研究遂行にあたり有益な助言をいただきました。

本研究を進めるにあたりご協力を頂きました岩通計測(株) 高野耕至氏、石井仁氏に深く感謝いたします。本研究の重要な部分である測定に関する様々なご指導を頂き、スムーズに研究を進めることができました。

また，松盛さん，長崎さんにも深く感謝いたします。測定装置の使用方法のご指導や助言をいただき，非常に参考になりました。

最後に，研究生活を共にした同期の仲間，先輩方や RA の方，後輩に深く感謝します。